nº 14/15
luglio/agosto
1980
L. 4.000 *

elettronica - scienza tecnica e diletto

Selezione di Circuiti 80

con oltre 100 circuiti

• Linea di ritardo analogica • Gong elettronico • Ricevitore a raggi infrarossi • Trasmettitore a raggi infrarossi • Alimentatore speculare • Amplificatore audio con FET di potenza • Melodie a dente di sega • Trasmettitore per i due metri • Canale di media e bassa frequenza FM • Limitatore/compressore • Misuratore della distorsione armonica e altri 97 circuiti!

SPECIALE numero doppio

Il salva tempo

Se vi preoccupate per quanto vi costa il tempo impiegato per eseguire misure e misure, nel vostro lavoro di manutenzione e ricerca elettronica, riflettete su ciò che al riguardo vi può offrire il **nuovo oscilloscopio Philips PM 3207: "il salva tempo".**

Schermo grande e di facile lettura, elevata sensibilità di 5 mV su entrambi i canali, somma e differenza, autotriggering con scelta della sorgente e trigger TV e doppio isolamento, cioè spina di alimentazione bipolare.

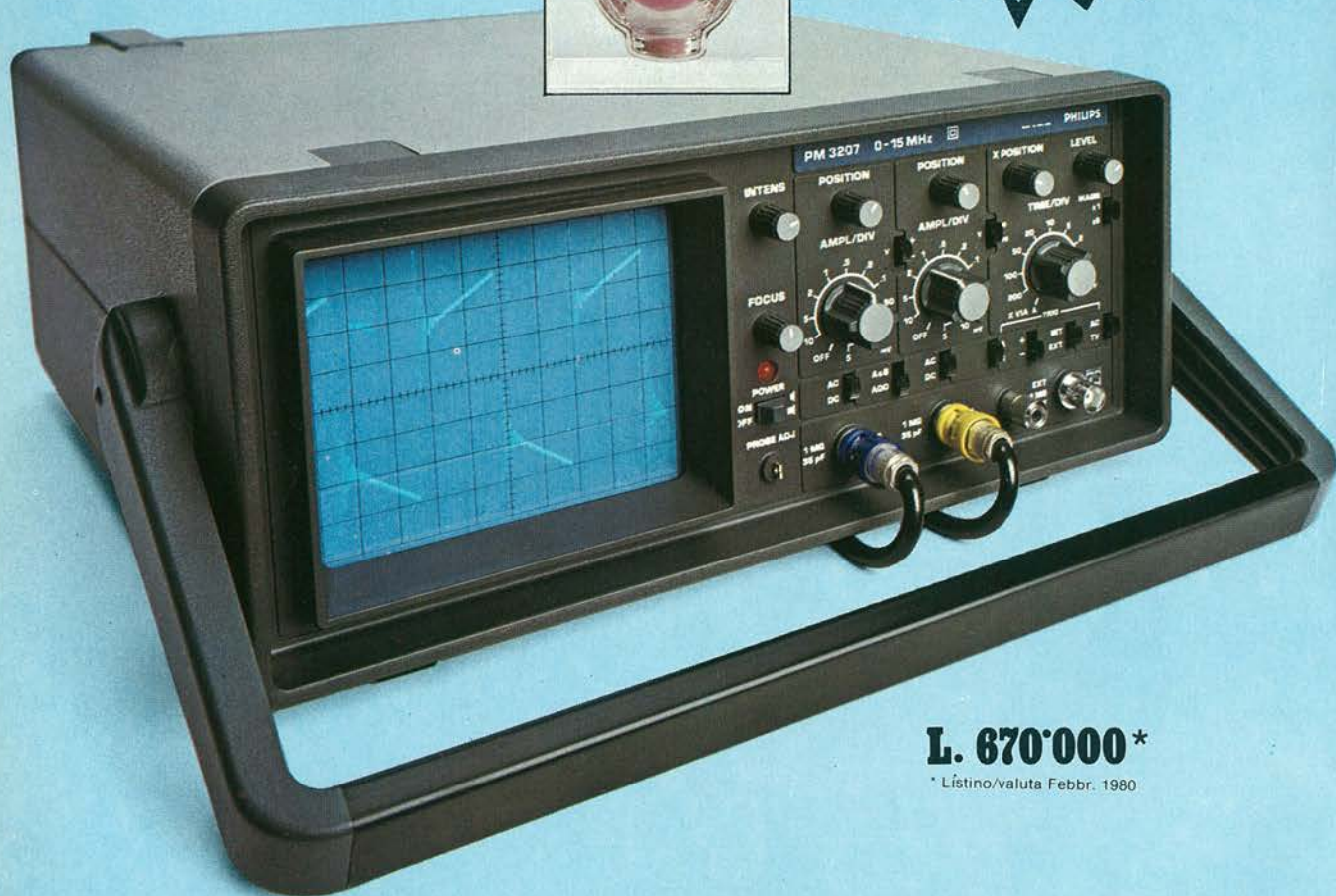
Banda di 15 MHz sufficiente per esigenze presenti e future.

Aggiungete la tradizionale robustezza, affidabilità e qualità Philips e avrete solo un'ultima domanda:

"Bello! Ma il prezzo?"

Meno di quanto vi aspettiate.

Una documentazione intitolata "Soltanto dieci minuti del vostro tempo" vi convincerà che il PM 3207 potrà farvi risparmiare tempo e denaro. Telefonateci e ve la invieremo subito.

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740
PADOVA (049) 657.700
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121

L. 670'000*

* Listino/valuta Febbr. 1980

PHILIPS

elektor 14/15

anno 2, n° 14/15 luglio/agosto 1980

Direzione e Redazione: Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. Tel.: 61.72.641 - 61.73.441
Editore JCE
Direttore responsabile: Ruben Castelfranchi
Redattore capo dell'ediz. internazionale: Bob W. van der Horst
Redattore capo: Giampietro Zanga
Segretaria di redazione: Marta Menegardo
Staff di redazione: J. Barendrecht, G.H.K. Dam, P.E.L. Kersemakers, P.V. Holmes, E. Krempelsauer, G. Nachbar, A. Nachtmann, K. Walraven.

Abbonamenti: Patrizia Ghioni
Contabilità: Franco Mancini, Roberto Ostelli, Maria Grazia Sebastiani

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Stampa: Elcograph - Beverate (Como)
Prezzo della rivista: L. 2.000
Numero arretrato: L. 3.000
Diritti di riproduzione
Italia: JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia: Societé des Publications Elektor sarl, Le Doulieu 59940 Estaires.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania: Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda: Elektuur B.V., 6190 AB Beek
Spain: Elektor C/Ginzo de Limia, 48. Madrid - 29

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti annuali	L. 19.000	L. 29.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 315275

CORRISPONDENZA

DT	= domande tecniche	P	= pubblicità, annunci
DR	= direttore responsabile	A	= abbonamenti
CI	= cambio indirizzo	SR	= segretaria di redazione
EPS	= circuiti stampati	SA	= servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzati per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:

Reina & C. - Via Ricasoli 2 - 20121 Milano - Tel. 803.101 - 866.192 - TX: 320419 BRUS I

decodifica

Cosa è un TUN?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'EPS?
Cosa è il servizio QT?
Perché la colpa di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Esistono spesso notevoli affinità fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa.
E' per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

U_{CEO}, max	20 V
I_C, max	100 mA
h_{fe}, min	100
P_{tot}, max	100 mW
f_T, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859,2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diodo Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
$U_{R,max}$	25 V	20 V
$I_{F,\ max}$	100 mA	35 mA
$I_{R,\ max}$	1 μA	100 μA
$P_{tot,\ max}$	250 mW	250 mW
$C_{D,\ max}$	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoché similare, ma di qualità migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo può essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' può essere anche letto indifferentemente μA 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e consensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omessi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano-)	$= 10^{-9}$
μ	(micro-)	$= 10^{-6}$
m	(mili-)	$= 10^{-3}$
k	(kilo-)	$= 10^{3}$
M	(mega-)	$= 10^{6}$
G	(giga-)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi:
Valori delle resistenze
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 Ω
Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.
Valori di condensatori: 4 p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10n = 0,01 μF
10^{-8} F
Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola è quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 kΩ/V.

Tensione d'alimentazione

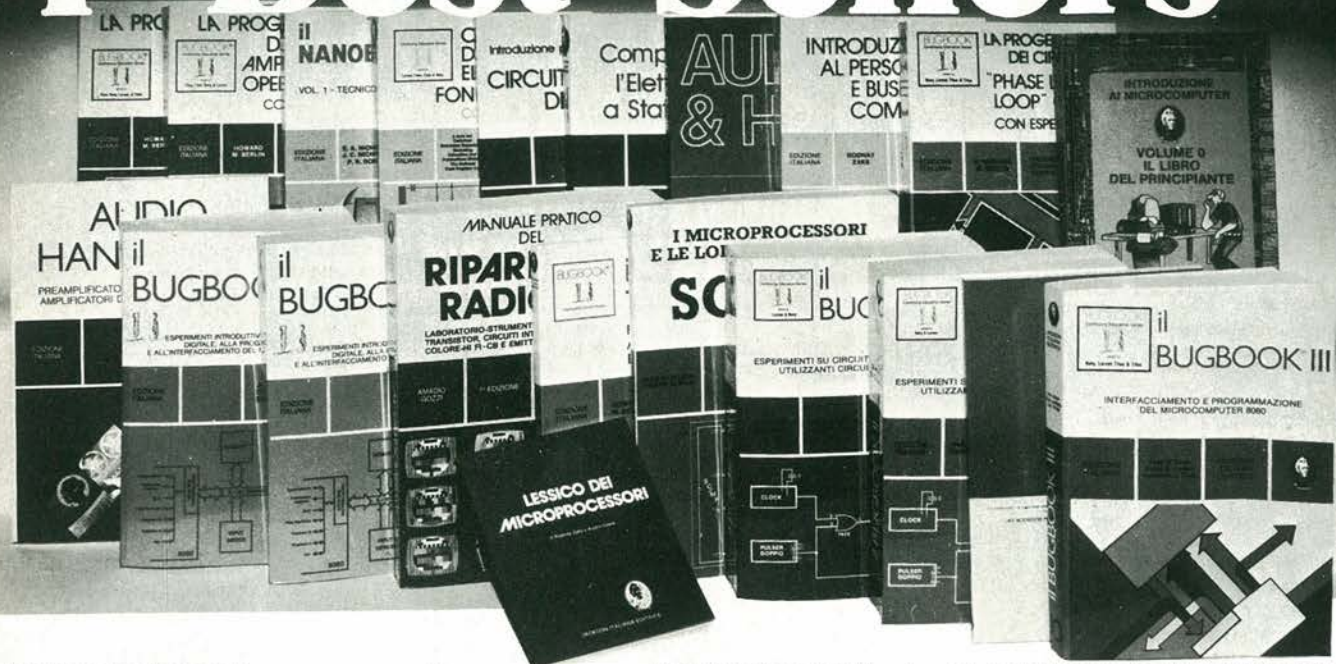
I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso, è possibile telefonare il lunedì dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta è necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor**
  Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o miglioria a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.

i "Best-Sellers"

1) AUDIO HANDBOOK
Manuale di progettazione audio con progetti completi.
L. 9.550 (Abb. L. 8.550)

2) IL BUGBOOK V
Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale alla programmazione e all'interfacciamento del microprocessore 8080 A.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

3) IL BUGBOOK VI
Completa la trattazione del Bugbook V.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

4) MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO-TV
Il libro scritto da un riparatore per i riparatori.
L. 18.500 (Abb. L. 16.650)

5) IL TIMER 555
Oltre 100 circuiti pratici e numerosi esperimenti.
L. 8.600 (Abb. L. 7.740)

6) SC/MP
Applicazioni e programmi sul microprocessore SC/MP.
L. 9.500 (Abb. L. 8.550)

7) IL BUGBOOK I
Esperimenti su circuiti logici e di memoria utilizzanti circuiti integrati TTL.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200)

8) IL BUGBOOK II
Completa la trattazione del Bugbook I.
L. 18.000 (Abb. L. 16.200)

9) IL BUGBOOK II/A
Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzanti il ricevitore trasmettitore universale asincrono (UART) e il Loop di corrente a 20 mA.
L. 4.500 (Abb. L. 4.050)

10) IL BUGBOOK III
Interfacciamento e programmazione del microcomputer 8080 A.
L. 19.000 (Abb. L. 17.100)

11) LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI
Tutto ciò che è necessario sapere sui filtri attivi.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

12) LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI
Tutto ciò che è necessario sapere sugli OP-AMP.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

13) IL NANOBOOK Z - 80 - VOL 1
Tecniche di programmazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

14) CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE
Testo ormai adottato nelle scuole per il suo alto valore didattico. Per capire finalmente l'elettronica dalla teoria atomica ai circuiti integrati attraverso una esposizione comprensibile a tutti. Esperimenti e test completano la trattazione.
L. 15.000 (Abb. L. 13.500)

15) INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO DEI CI DIGITALI
Consente un rapido apprendimento dei circuiti integrati.
L. 7.000 (Abb. L. 6.300)

16) COMPRENDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO
Un corso autodidattico in 12 lezioni per comprendere tutti i semiconduttori e come questi funzionano insieme in sistemi elettronici.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

17) AUDIO & HI-FI
Una preziosa guida per chi vuole conoscere tutto sull'hi-fi
L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

18) INTRODUZIONE AL PERSONAL & BUSINESS COMPUTING
Un'introduzione esauriente e semplice al mondo affascinante del microcomputer.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

19) LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL
Tutto ciò che è necessario sapere sui circuiti "Phase Locked Loop" (PLL).
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

20) INTRODUZIONE AI MICROCOMPUTER - VOL 0 - IL LIBRO DEL PRINCIPIANTE
Un corso per coloro che non sanno niente (o quasi) sui calcolatori e gli elaboratori.
L. 14.000 (Abb. L. 12.600)

21) LESSICO DEI MICROPROCESSORI
Un pratico riferimento a tutti coloro che lavorano nel campo dei microcalcolatori o che ad esso sono interessati.
L. 3.500 (L. 3.150)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA
da inviare a Jackson Italiana Editrice srl - Piazzale Massari, 22 - 20125 Milano

Nome ______________________

Cognome ______________________

Via ______________________ N. ______

Città ______________________ Cap ______

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) ______________________

Data ____________ Firma ______________________

SCONTO 10% AGLI ABBONATI

Inviatemi i seguenti volumi:

☐ Pagherò al postino l'importo indicato più spese di spedizione

☐ Allego assegno nº ______________________

di L. ______________________ (in questo caso la spedizione è gratuita)

☐ Abbonato ☐ Non abbonato

Barrare i numeri che interessano

1	2	3	4	5	6	7
8	9	10	11	12	13	14
15	16	17	18	19	20	21

EK 7/80

servizio circuiti stampati

giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 8.000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle dispositive	L. 2.500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
EPS 1471	sintetizzatore di vaporiera	L. 3.400
EPS 9765	iniettore di segnali	L. 2.450

luglio/agosto 1979

EPS HB11 + HB12	austereo: alimentatore + amplificatore HI-FI da 3W	L. 7.900
EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 8.300
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 5.500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
EPS 77005	distorsiometro	L. 5.900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
EPS 9398 + 9399	preamplificatore preco	L. 10.500
EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	L. 4.400

settembre 1979

EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
EPS 9860	PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.900
EPS 9817-1 + 2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillographics	L. 5.500
EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.600
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

ottobre 1979

EPS 9344-1 + 2	mini tamburo	L. 8.500
EPS 9344-3	generatore di ritmi IC	L. 4.500
EPS 9948	generatore sinusoidale a frequenze fisse	L. 6.000
EPS 9491	segnalatore per parchimetri	L. 3.500
EPS 79026	interruttore a battimano	L. 4.500

novembre 1979

EPS 9401	equin	L. 7.800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L. 5.500
EPS 9751	sirene	L. 4.500
EPS 9755-1-2	termometro	L. 9.800
EPS 9325	il "digibell"	L. 7.500
EPS 79075	microcomputer basic	L. 18.500

dicembre 1979

EPS 9987-1 - 2	amplificatore telefonico	L. 7.900
EPS 79006	gioco "prova forza"	L. 5.700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L. 38.000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e keyboard)	L. 17.500
EPS 9906	alimentatore per microcomputer basic	L. 9.900
EPS 9885	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9967	modulatore TV UHF/VHF	L. 4.500
EPS 80024	"bus board"	L. 12.900

gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9965	tastiera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L. 6.300
EPS 9966	elekterminal	L. 17.000
EPS 79519	sintonia a tasti	L. 8.900

febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimità	L. 6.500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elekterminal	L. 14.900
EPS 79088-1-2-3	il "digifarad"	L. 10.900
EPS 79514	gate dipper	L. 4.300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L. 4.500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L. 4.500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L. 5.500
EPS 79082	decodificatore stereo	L. 5.800
EPS 79095	elekdoorbell	L. 11.000

marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 80021-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.900
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

aprile 1980

EPS 79650	convertitore per onde corte	L. 4.500
EPS 79039 + pannello	monoselektor	L. 19.000
EPS 79070	stentore	L. 8.500
EPS 79071	assistentor	L. 6.000
EPS 80023	topamp	L. 3.500

maggio 1980

EPS 79024	ricaricatore affidabile	L. 5.000
EPS 80031	toppreamp	L. 9.400
EPS 80054	volete una voce "strana"...? (modulatore ad anello)	L. 4.500
EPS 79093	timer/controller programmab.	L. 6.400
EPS 80009	sewar (effetti sonori con riverbero analogico)	L. 6.900

giugno 1980

EPS 80018-2	antenna "attiva"	
EPS 80019-1	per l'automobile	L. 6.000
EPS 80084	accensione a transistor	L. 9.000
EPS 80086	temporizzatore "intelligente" per tergicristallo	L. 7.500
EPS 80096	misuratore di consumo del carburante	L. 15.000
EPS 80097	fermiamo i ladri! (antifurto)	L. 4.000
EPS 80101	indicatore della tensione della batteria	L. 4.000
EPS 80102	un probe ad astina	L. 4.000
EPS 80109	protezione per la batteria	L. 4.500
EPS 7043b	sussidio da campeggio	L. 4.000

luglio/agosto 1980

EPS 78065	riduttore di luce sensor	L. 4500
EPS 79517	carica batteria automatico	L. 4900
EPS 79505	ammutolitore per disc-jockey	L. 6000
EPS 79114	frequenzimetro per sintetizzatori	L. 5300
EPS 79509	servo amplificatore	L. 3200

servizio dischi software

uP TV Games four- in-a-row, surround, music box, fun and games, clock	**ESS 003**	**L. 4.800**
µP TV Games test patterns, PVI programming space shoot-out	ESS 006	L. 5.500

Tutti i circuiti stampati, i dischi software sono in vendita presso le sedi GBC e i migliori rivenditori, e possono essere richiesti in contrassegno alla nostra Redazione utilizzando il coupon qui sotto.

Tagliando d'ordine da inviare a: J.C.E.-Elektor, Div. EPS-ESS - Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B.

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________ n° ______

Città ____________________ CAP ______

Firma ____________________

Data ____________________

Codice fiscale (indispensabile per le aziende) ____________

Inviatemi direttamente o tramite il punto di vendita GBC a me più vicino il seguente materiale, pagherò l'importo indicato nel n° 14 di Elektor + spese di spedizione.
Termini di consegna:
EPS 60gg dalla data di ricevimento dell'ordine
ESS 90gg dalla data di ricevimento dell'ordine.

EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	ESS

selektor

Un occhiata all'illuminazione

A chi non piacerebbe ridurre del 10% l'importo della luce? Ebbene, ciò non è impossibile, basta adottare un nuovo tipo di lampada recentemente proposta dalla Philips! L'idea, di base, è molto semplice. È noto che le lampade fluorescenti ("TL" secondo il codice Philips) sono più efficienti di quelle a filamento convenzionali.

Ed allora? Beh, si prende una lampada fluorescente miniatura, la si monta su un bulbo (con il relativo starter ed il reattore), la si munisce di un attacco a baionetta o a vite in grado di collegarsi ad un normale portalampade, ed ecco tutto. Il risultato

1

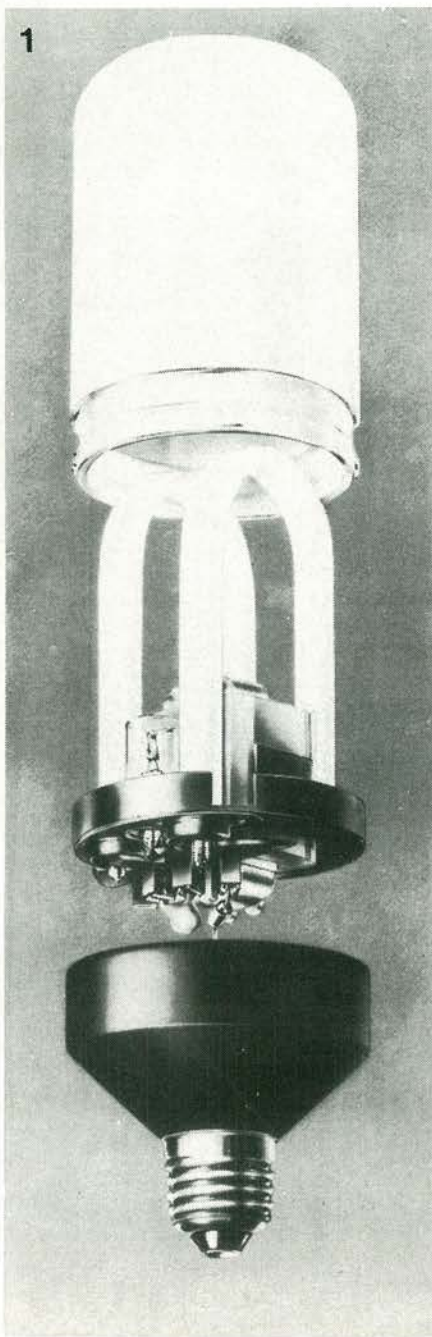
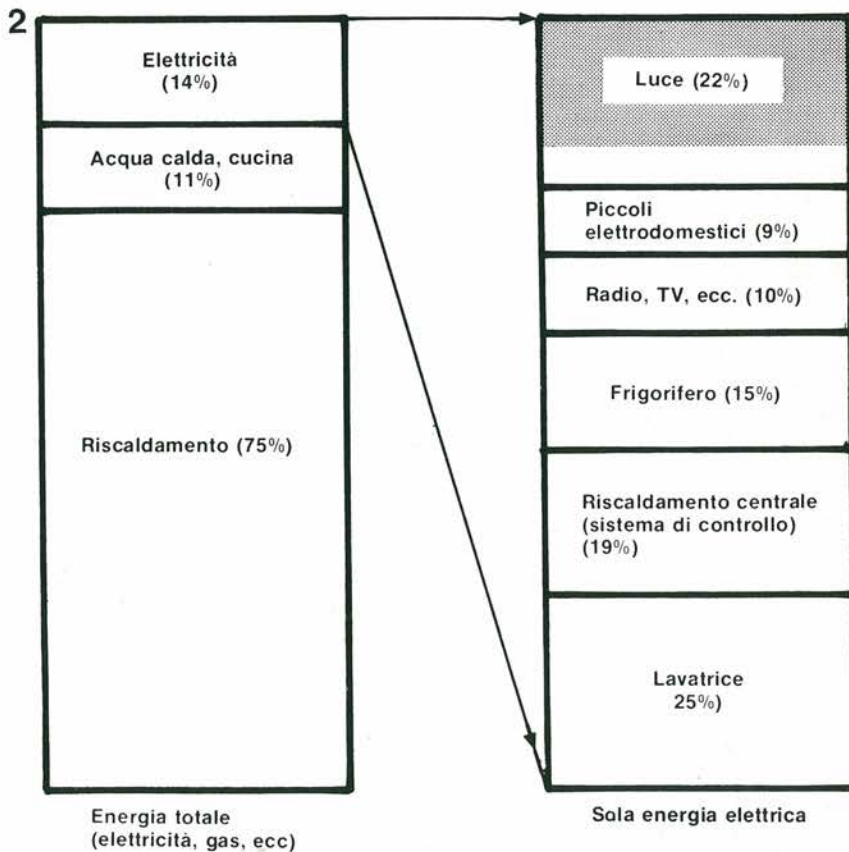



Tabella 1

	normale lampada ad incandescenza.	Philips "SL"	lampada ad incandescenza munita di riflettore interno.
Potenza ("wantaggio")	75W	18W	40W
luminosità	900 lumen	900 lumen	900 lumen
efficienza	12 lumen/w	50 lumen/w	≤ 25 lumen/w*
durata media	1000 ore	5000 ore	2000 ore*
prezzo al pubblico	£ 900/1200	£ 13.000	£ 4000/10.000
costo della lampada per 5.000 ore di lavoro	cinque volte la SL	SL	due volte e mezzo la SL
costo totale dell'energia elettrica per 5.000 ore di lavoro (circa)	£ 28.200	£ 18.000	£ 22 220/33.800

*Massimo teorico

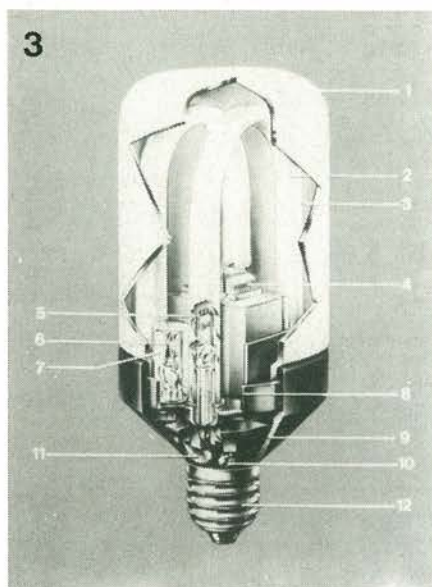
(figura 1) è un rimpiazzo diretto per le lampade convenzionali che per la medesima intensità luminosa, assorbono solamente un quarto della potenza elettrica.

Le cose non sono così semplici, a ben vedere, ma prima di esporre dei dettagli tecnici relativi ai fatti secondari, può essere interessante osservare cosa si ottiene di preciso dalle nuove lampade. Una "SL" da 18W (che "SL" voglia dire Super Lampada?) offre la stessa intensità luminosa di un bulbo comune da 75W ed ha una vita operativa di più di 5.000 ore, vale a dire oltre cinque volte quella del bulbo a filamento. La luce emessa è identica a quella di una lampadina usuale e non si ha la "brutta" fredda luce bianca che chiunque associa ai tubi fluorescenti. In più, le nuove lampade iniziano quasi subito ad emettere luce, dopo una pausa brevissima, e soprattutto senza l'irritante periodo di attacca-stacca in cui spesso un fluorescente lampeggia. In sostanza, si ha un efficace rimpiazzo per le lampade convenzionali. Ma vediamo; cosa riserva il prezzo? Ciascuno blocchi le proprie cinture di sicurezza e si assicuri bene sulla poltrona: circa 13.000 lire a lampada! Qui entrano in campo diversi ragionamenti su base economica. Si può vedere la nuova lampada come uno spreco così come un risparmio (da una parte la spesa viva, dall'altra il risparmio di energia) ma tuttosommato, a quanto pare, la nuova lampada si rivela vincente. Il punto di vista, del profilo dell'energia, è bene esposto dalla figura 2. L'energia totale impiegata in un impianto domestico è indicata a sinistra (assumendo che il riscaldamento, la fornitura d'acqua calda e la cucina funzionano a gas o a petrolio, o cherosene), e che l'energia elettrica assorbita sia quella esposta in dettaglio a destra. La porzione rappresentata dall'area grigia in cima alla colonna dell'elettricità, manifesta il risparmio ottenuto con l'impiego delle lampade SL al posto di quelle convenzionali, ed è dimostrato che in tal caso, l'economia può giungere al 15%!

selektor

Bene, allora si risparmia in energia. Ma qual'è il risparmio reale, in lire, con un tipo di lampada che costa quasi dieci volte tanto, rispetto ad una normale? Per appurare questo fattore, si vede attentamente valutare la Tabella 1, comparando i costi totali che si hanno con le lampade a filamento, quelli imposti dalle SL ed ancora da una

lampada alternativa ora proposta dalla General Electric, dalla Durotest e da altri (si tratta più che altro di lampade a filamento munite di un rivestimento che riflette la luce verniciato all'interno del bulbo). In tutti i casi, il costo totale sulle 5.000 ore, è basato, come calcolo, sul costo dell'elettricità a 58 lire al KW circa.

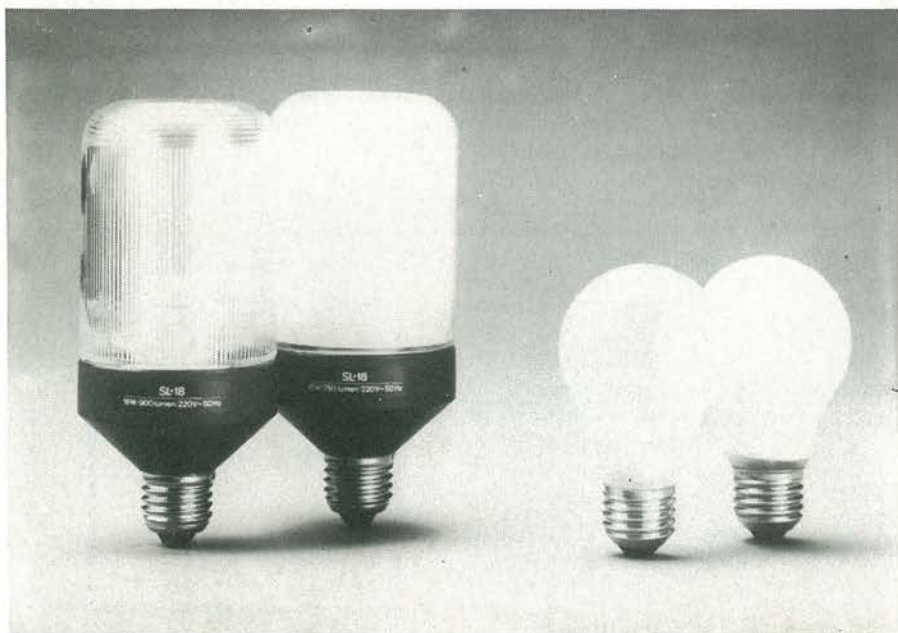
Anche se il calcolo è stato pesato a sfavore della SL (si è assunto che il filamento di una lampada normale duri 1.000 ore in un impiego normale, e che il riflettore relativo abbia un rendimento massimo, eguale a quello teorico), la nuova lampada continua a manifestarsi un cavallo vincente. In più, visto che il costo della energia elettrica tende a salire, di converso, il costo d'impiego della nuova lampada tende a scendere, e la differenza va sempre più a vantaggio della lampada Philips come possono dimostrare i due esempi che seguono: primo il risparmio di energia. Ogni anno si vendono in Europa circa 1500 milioni di lampade incandescenti, ed approssimativamente metà di queste sono per uso domestico, mentre il restante copre settori "professionali" (industria, alberghi, ristoranti, scuole ecc.). Mettiamo che, dopo un certo periodo, il 10% del mercato consumer ed il 25% di quello professionale sia occupato dalla nuove lampade SL. Se ciò avvenisse, 250 milioni di lampade SL rimpiazzerebbero quelle comuni con un risparmio di circa 14,5 mila milioni di kilowatt all'ora ogni anno, a dire oltre 750 miliardi! Se

3

1. Bulbo esterno.
2. Tubo a scarica.
3. Polveri fluorescenti.
4. Reattore.
5. Elettrodo.
6. Lamina bimetallica.
7. Starter.
8. Piastra di montaggio.
9. Contenitore.
10. Interruttore termico.
11. Condensatore.
12. Cappuccio della lampada.

vogliamo metterla in altro e più evidente modo, con questo risparmio, tutte le famiglie di Roma potrebbero avere la luce gratis per 10-12 anni.

Un ulteriore esempio illustra ancor più chiaramente la questione finanziaria. In un albergo delle medio-grandi dimensioni, vi sono 4.000 lampade installate. Ebbene, se il 75% di queste sono installate con delle lampade SL da 18W, si ha un risparmio annuo di circa £ 51.000.000!

Un'occhiata all'interno.

Nella figura 3 si osserva uno spaccato della nuova lampada. Come si vede, l'elemento fluorescente è piegato a forma di doppia "U" ed il reattore sotto ai terminali.

Logicamente, la piegatura di elemento fluorescente è tutt'altro che facile, in special modo se la polvere da luogo alla fluorescenza deve essere applicata all'interno del tubo prima della piegatura, che comporta il surriscaldamento relativo.

È chiaro che la Phlips ha una grande esperienza in fatto di fluorescenti piegati a W o circolari, ma per questa particolare applicazione è stato necessario sviluppare un rivestimento completamente nuovo. Difatti, è stato necessario lo strato fuorescente in grado di sopportare la notevole piegatura, pur producendo il medesimo "colore" di una normale lampada ad incandescenza, con la più elevata efficienza possibile.

A quanto pare i progettisti devono avere avuto successo, se ora la lampada è prodotta in serie!

Un ulteriore problema connesso con la progettazione, è stato fare in modo che il rimpiazzo delle lampade normali potesse avvenire direttamente.

Ciò ha evidentemente posto dei limiti stringentissimi al peso ed all'ingombro! Per quel che concerne l'ingombro, nella figura 4 si vede il paragone con lampade incandescenti da 75W. Il diametro della SL (versione 18W) è 72 mm contro 60 mm della incandescente; la lunghezza della SL è 160 mm contro i 108 mm dell'esemplare a filamento. Non c'é male, se si considera che la SL può essere impiegata senza una condotta decorativa.

Il peso è un'altra faccenda. La SL pesa 520 grammi, contro i soli 35 grammi di una normale lampada ad incandescenza. Vi è quasi mezzo chilo in più!

La Philips, tuttavia assicura che il peso rientra negli standard internazionali per i portalampade ed accessori.

Vi è ancora una differenza tra la SL e le lampadine ad incandescenza: la SL non può essere usata con i regolatori di luci triac convenzionali, perché, così come altri complessi fluorescenti, non si ha un buon funzionamento con i semiperiodi di rete troncati bruscamente da un triac o uno SCR.

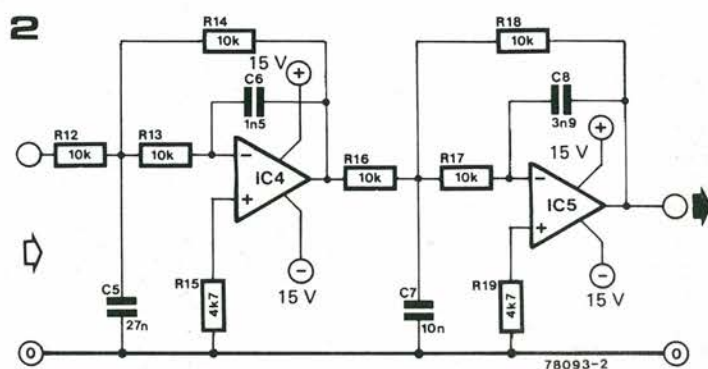
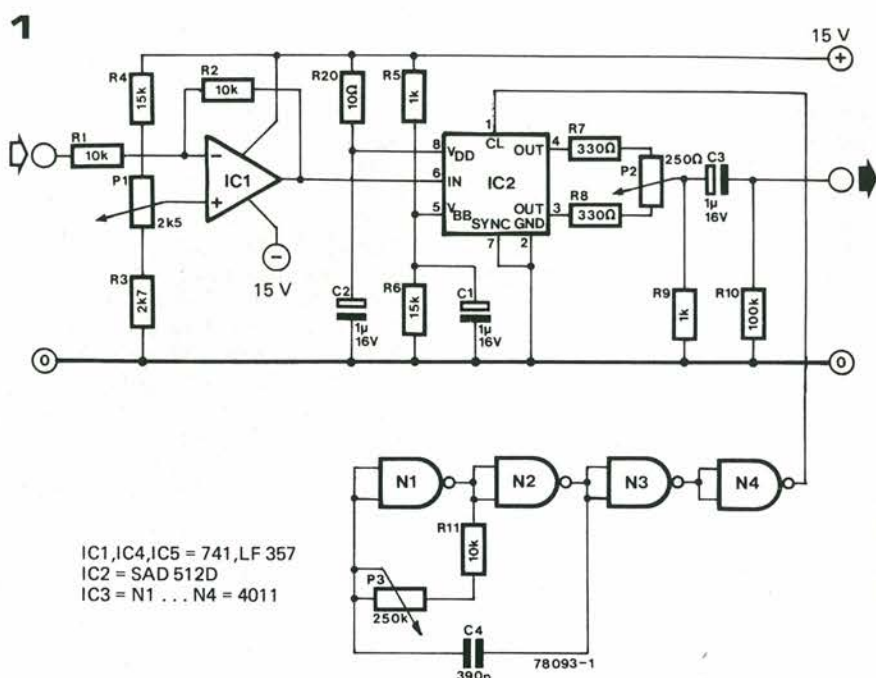
Linea di ritardo analogica

Vi sono numerose applicazioni, nelle quali sono necessarie le linee di ritardo audio, ad esempio se si vogliono realizzare dei sistemi di phasing e vibrato, o di eco, così come di riverbero, e sono noti dei sofisticatissimi altoparlanti che prevedono una compensazione attiva del tempo di propagazione funzionanti in tal modo. Uno dei modi più semplici per ottenere l'effetto desiderato per via elettronica, è impiegare degli shift register, o registri a scorrimento, del tipo "bucket brigade". Ve ne sono molti tipi sul mercato, ma uno dal particolare interesse è il Reticon SAD 412, che comprende 512 stadi e l'amplificatore-separatore del clock incorporato. Il detto, rende possibile l'impiego, per il pilotaggio, di un clock semplice, monofase; anche un semplice multivibratore CMOS.

La figura 1 mostra una linea di ritardo utilizzante lo SAD 512. I segnali d'ingresso devono essere positivi nei confronti del terminale a 0 V, e perciò il segnale audio d'ingresso è portato prima di tutto ad un amplificatore invertente IC2, che ha l'offset positivo in CC regolabile per mezzo del P1. Il generatore di clock è un multivibratore astabile formato da delle gates CMOS NAND (gates N1 ed N2) che ha la propria frequenza regolabile tra 10 kHz e 100 kHz tramite il P3. Il separatore di clock compreso nello SAD 512, divide la frequenza di campionatura, fc, dello SAD 512, varia tra 5 kHz e 50 kHz. Il ritardo prodotto dal circuito è di n/2fc, ove n è il numero degli stadi compresi nell'IC. Di conseguenza, il ritardo può essere variato tra 5,12 ms e 51,2 ms. Per ottenere un ritardo più prolungato, logicamente è possibile collegare in cascata più SAD 512, e ciò risulta facile perchè non si deve impiegare un sistema di clock in qualche modo speciale.

Per minimizzare il rumore del clock, le uscite degli stadi finali e dei relativi piloti, nell'IC, sono sommate tramite R7, R8 e P2. Se tuttavia il circuito deve essere impiegato con la frequenza di clock minima, il rumore del clock diviene comunque udibile, ed allora il circuito passabasso mostrato nella figura 2 deve essere collegato all'uscita. Si tratta di un filtro di Butterwort del quarto ordine, che ha una frequenza di taglio di 2,5 kHz ed una pendenza di − 24 dB per ottava.

Logicamente, se s'impiegano frequenze di clock basse, è necessario ridurre la massima frequenza d'ingresso alla metà di quella di campionatura. Ciò può essere ottenuto collegando il filtro di figura 2 all'ingresso della linea di ritardo come si vede nello schema a blocchi di figura 3.

Per regolare il circuito, la frequenza di clock deve essere abbassata sino a che diviene udibile. Di seguito il P2 va regolato sino a che il rumore del clock risulta ridotto al minimo. La frequenza di clock va quindi aumentata ed il segnale da trattare applicato al complesso.

Il livello del segnale va aumentato sino a che la distorsione diviene evidente, dopodichè P1 deve essere regolato per minimizzarla. Questa procedura (l'aumento del segnale all'ingresso e la regolazione del P1) va ripetuta sino a che non si possono ottenere successivi miglioramenti.

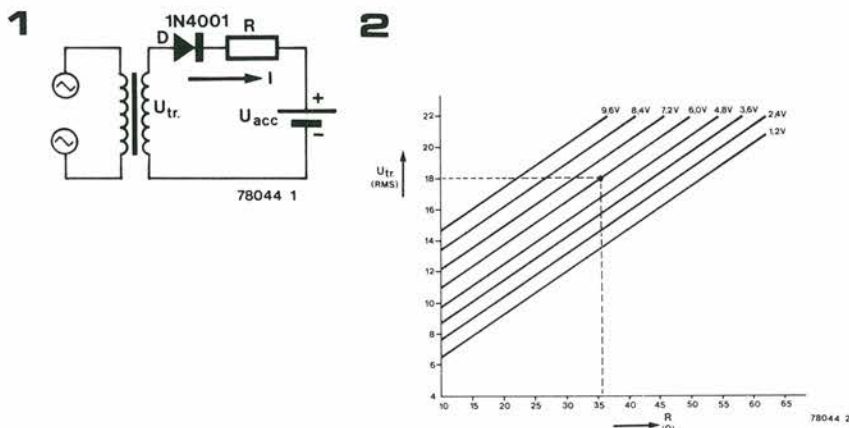
In alternativa, se è disponibile un oscilloscopio, P1 deve essere regolato in modo tale che si riscontri la tosatura simmetrica delle forme d'onda allorchè il circuito è sovraccaricato da un segnale troppo ampio.

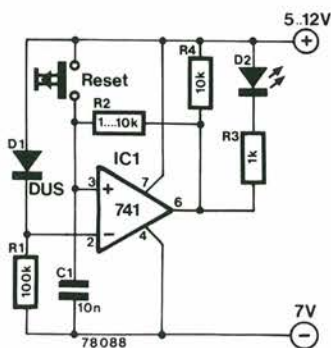
1

2

3

2 Caricabatterie NiCad supersemplice

Le batterie ricaricabili al Nichel-Cadmio, hanno una diffusione sempre crescente e s'impiegano in moltissime funzioni, visto che offrono (a lungo termine) dei sostanziali risparmi, rispetto alle normali pile a secco. Logicamente, all'inizio, la spesa necessaria è notevole sia per il costo intrinseco degli elementi, sia perchè occorre un apposito caricabatterie; tuttavia, si può impiegare il semplice sistema di ricarica qui descritto che impiega delle parti normalmente comprese nel cassetto delle scorte e dei recuperi di qualunque sperimentatore.
Per ottenere la vita operativa più prolungata dalle batterie NiCad (come dire il massimo numero di cicli di ricarica) è necessario effettuare la carica con una corrente pressochè costante. La funzione può essere ottenuta in modo semplicissimo effettuando la carica tramite un elemento resistivo, ed impiegando un alimentatore che eroghi una tensione più ampia di quella nominale della batteria. Le variazioni nella tensione della batteria mentre avviene la carica, in tal modo, hanno un effetto molto limitato in relazione alla corrente che circola.
Il circuito consiste semplicemente di un trasformatore, di un diodo rettificatore e di una resistenza posta in serie, come si vede nella figura 1. Il grafico di figura 2 permette di calcolare il valore della resistenza limitatrice. Sull'asse verticale è riportato il valore che si ricava dal secondario del trasformatore, mentre su quello verticale il valore della resistenza limitatrice. Per il calcolo si tira una linea orizzontale dalla Utr (RMS) sino ad intersecare la linea diagonale che riporta la tensione richiesta per la batteria.
Dal punto ricavato, si tira una linea perfettamente verticale e sull'asse orizzontale si ha il valore della resistenza che serve, espresso in ohm. Per esempio, la linea tratteggiata nella figura 2, mostra che se la tensione ricavata dal trasformatore è 18 V e la batteria è da 6 V, mentre la resistenza che serve è 36 ohm.
Il valore ricavato è valido per una corrente di ricarica di 120 mA e se occorrono altri valori la resistenza può essere ricavata per interpolazione; ad esempio, i valori giusti saranno 18 ohm per 140 mA, 72 ohm per 60 mA ecc. Il D1 può essere sostituito con un rettificatore a ponte, nel qual caso la resistenza data per una certa intensità deve essere raddoppiata. La dissipazione (watt) della resistenza deve essere più grande di I^2 R, ove I è la corrente di carica in A, ed R la resistenza in ohm.
Visto che il circuito non incorpora alcun sistema atto a troncare la carica, il relativo rapporto non deve essere troppo grande in confronto alla capacità di erogazione, altrimenti la vita operativa dell'elemento non può che risultare abbreviata.
Come regola generale, è possibile caricare la maggioranza degli elementi NiCad con delle intensità di 0,1 C o meno anche per diversi giorni, ove per C s'intende la capacità di scarica della batteria espressa in ampére-ora.

3 Indicatore dell'assenza di alimentazione

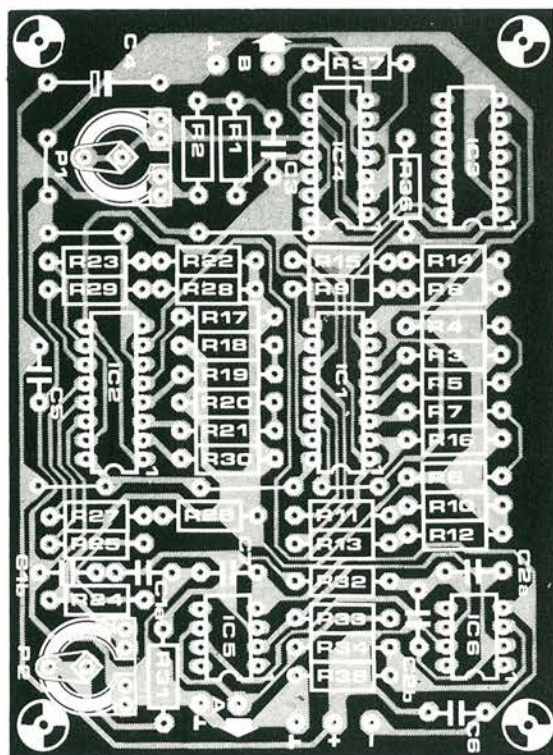
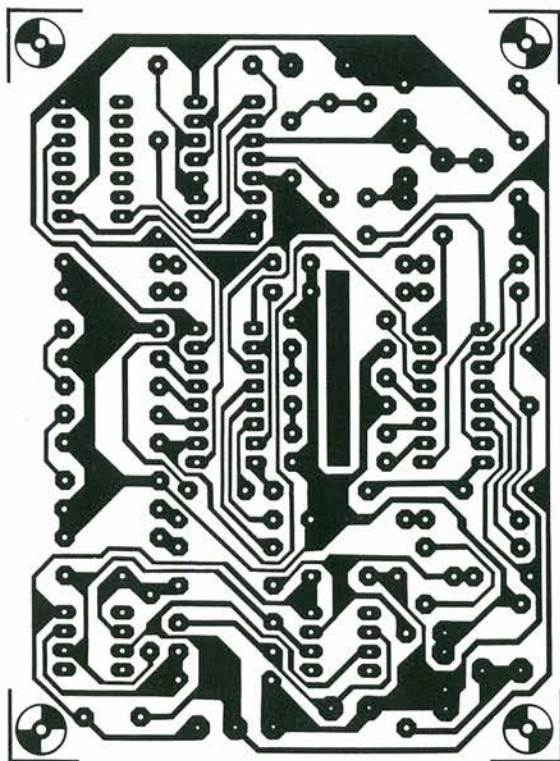
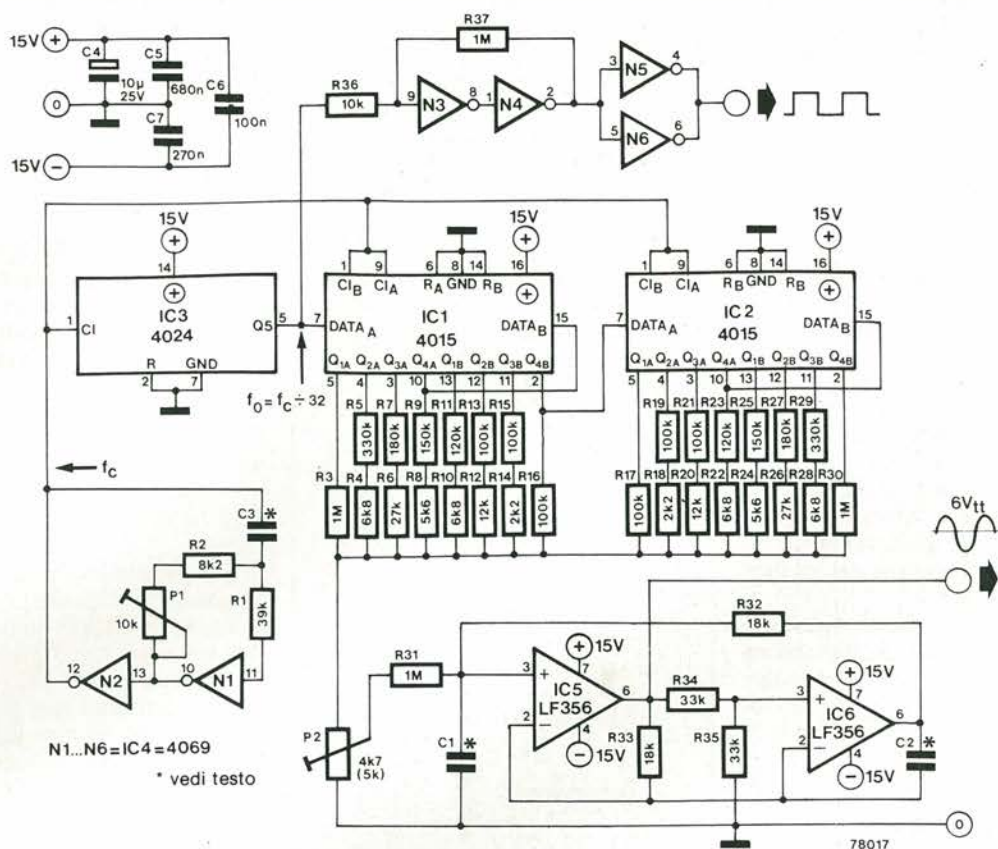
Molti circuiti, e specialmente quelli digitali che impiegano delle memorie ad accesso casuale, nonchè gli orologi digitali, devono essere alimentati di continuo, altrimenti non funzionano correttamente. Se l'alimentazione di una RAM è interrotta, i dati in essa riposti si volatilizzano, e lo stesso avviene per le circuiterie degli orologi digitali.
Il circuito rivelatore delle interruzioni di alimentazione qui descritto avverte di ogni disfunzione ed accende un LED non appena la tensione torna, informando l'utente di un microprocessore che le informazioni riposte in una RAM sono inattendibili ed occorre riprogrammarle, o chi impiega un orologio elettronico che l'ora è inesatta e bisogna regolarla.

Quando si applica la tensione per la prima volta, l'ingresso invertente dell'IC1 è portato ad un valore di 0,6 V più basso dell'alimentazione generale tramite D1.
Premendo il pulsante di reset, l'ingresso non invertente dell'IC1 giunge ad un livello eguale al positivo generale, ed in tal modo l'uscita dell'IC diviene "alta", portanto l'ingresso non invertente a livello alto a sua volta, che rimane tale anche se il pulsante è lasciato andare a riposo. Di conseguenza, il LED D2 non si accende.
Se l'alimentazione è interrotta, tutti i valori di tensione, logicamente, cadono a zero. Una volta che l'alimentazione torni, l'ingresso invertente dell'IC1 è immediatamente portato al valore elevato precedente tramite il D1. Tuttavia, C1 è scarico e mantiene l'ingresso non invertente basso, cosicchè l'uscita dell'IC1 rimane a sua volta bassa e D2 si accende.

Generatore digitale sinusoidale

I generatori digitali che erogano dei segnali sinusoidali a bassa distorsione e frequenze fisse, sono estremamente utili per effettuare prove di distorsione nel campo delle apparecchiature audio.
Sfortunatamente, la maggioranza dei circuiti analogici, che si basano su di un termistor o dei FET per stabilizzare l'ampiezza, soffrono della notevole costante di tempo di questi dispositivi, ed in tal modo, se vi sono delle fluttuazioni rapide non è possibile avere quella rapida correzione che sarebbe necessaria per ottenere una bassa distorsione.
Sintetizzando con un sistema digitale un segnale a forma di sinusoide, il problema dell'instabilità in ampiezza può essere agevolmente superato. Il circuito, consiste principalmente di un generatore di clock realizzato tramite N1 e N2/ di un divisore per 32, IC3, nonchè di un registro a scorrimento a 16 bit munito di uscita in serie ed in parallelo, che comprende IC1 ed IC2.
L'uscita Q5 dell'IC3 è collegata all'ingresso dei dati dell'IC1. Per i primi 16 impulsi di clock, questa uscita rimane allo stato alto, cosicchè i detti sono caricati nel registro a scorrimento e fatti avanzare dal clock sino a che le sedici uscite sono allo stato alto. Ciascuna uscita dello shift register è connessa al P2 tramite una resistenza, ed in tal modo, le uscite producono sul P2 una serie di gradini.
Con una scelta opportuna dei valori delle resistenze, la forma d'onda che appare sul P2 può essere regolata in modo da apparire come un semiperiodo, dal livello zero al livello di picco. Siccome le quattro parti in cui può essere divisa una sinusoide sono simmetriche, è abbastanza facile sintetizzare in tal modo l'altra parte del periodo che costituisce l'intera forma d'onda.
Dal diciassettesimo impulso di clock al trentaduesimo, l'uscita Q5 dell'IC3 rimane bassa, cosicchè lo shift register è caricato con degli "zeri" e la tensione sul P2 scende verso lo zero con un andamento che è l'immagine speculare della salita verso il livello di picco. Quando interviene il trentatreesimo impulso di clock, l'uscita Q5 dell'IC3 torna a divenire alta e l'intero ciclo si ripete.
La forma d'onda sul P2, comprende ancora una notevole porzione della frequenza di clock, ed ha un importante contenuto di distorsione armonica, a causa dei valori di resistenza che non possono essere assolutamente corretti; tali componenti nocive, sono tolte dal segnale impiegando un filtro realizzato attorno all'IC6. P1 è impiegato per regolare la frequenza dell'oscillatore di clock in modo tale che la

Resistenze:
R1 = 39 k
R2 = 8k2
R3,R30,R31,R37 = 1 M
R4,R10,R22,R28 = 6k8
R5,R29 = 330 k
R6,R26 = 27 k
R7,R27 = 180 k
R8,R24 = 5k6
R9,R25 = 150 k
R11,R23 = 120 k
R12,R20 = 12 k
R13,R15,R16,R17,
R19,R21 = 100 k
R14,R18 = 2k2
R32,R33 = 18 k
R34,R35 = 33 k
R36 = 10 k
P1 = 10 k trimmer
P2 = 4k7 (5 k) trimmer

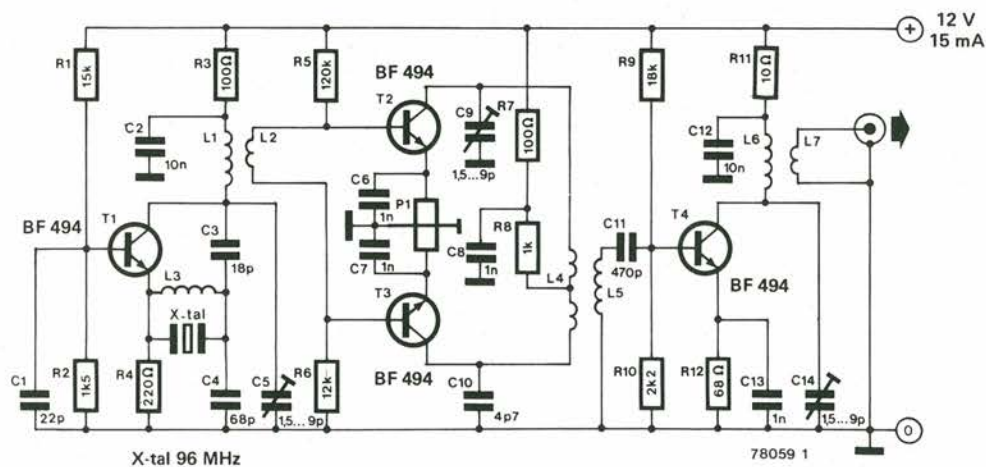
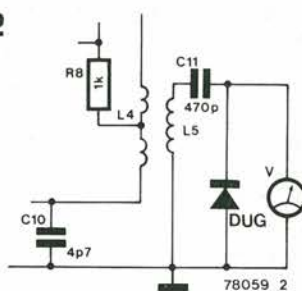
Condensatori:
C1,C2,C3 = vedi testo
C4 = 10 μ/25 V
C5 = 680 n
C6 = 100 n
C7 = 270 n

Semiconduttori:
IC1,IC2 = 4015
IC3 = 4024
IC4 = 4069
IC5,IC6 = LF 356

frequenza dell'onda sinusoidale in uscita sia esattamente posta al centro del responso del filtro. Per ottenere ciò, l'uscita del filtro è misurata con un voltmetro CA, ed il P3 è regolato in modo da ottenere la massima uscita.
Si deve poi impiegare il P2 per regolare il livello d'uscita tra zero e 6,5 V da picco a picco.
I condensatori C1 e C3 devono essere scelti per ottenere la esatta frequenza d'uscita sinusoidale che si desidera, fo, e possono essere calcolati come segue:
C1 = C2 = 9/fo; C3 = 1/fo, ove fo è in Hz ed il valore dei condensatori è espresso in nF.
Per frequenze d'uscita comprese tra 30 Hz e 12 kHz, la distorsione armonica totale per il segnale sinusoidale è inferiore allo 0,01% (e tipicamente dello 0,007%) per un livello d'uscita di 6,5 V da picco a picco.
Per concludere, è da notare il circuito addizionale che consente di ottenere anche un segnale quadro dalla frequenza eguale a quella del segnale a forma di sinusoide; questo comprende il trigger di Schmitt N3/N4, nonchè un amplificatore-separatore d'uscita che impiega N5 ed N6. Il segnale è ripreso all'uscita Q5 dell'IC3.

Generatore a 288MHz

Questo generatore a 288 MHz, è stato progettato per l'impiego in un transverter (ricetrasmettitore a conversione) che consente ad un radiotelefono per i 144 MHz di operare sui 70 centimetri (banda dei 432 MHz). Durante l'emissione, il segnale a 288 MHz è miscelato con l'uscita a 144 MHz del radiotelefono, e la somma è appunto il valore desiderato di 432 MHz. Durante la ricezione, il segnale a 432 MHz che giunge, è miscelato a quello da 288 MHz e si ha il valore necessario di 144 MHz che rappresenta la differenza tra i due, e che è portato all'ingresso del radiotelefono. Per poter compiere adeguatamente le funzioni previste, il segnale a 288 MHz deve essere estremamente stabile, il che impone l'impiego di un oscillatore a cristallo. Sfortunatamente, non è facile progettare un circuito oscillatore che lavori direttamente a 288 MHz, quindi s'impiega un oscillatore a 96 MHz che pilota un triplicatore di frequenza.
L'oscillatore impiega il T1 ed un cristallo da 96 MHz funzionante in terza o quinta armonica; la L3 in parallelo al cristallo, neutralizza le relative capacità parassitarie, anche in relazione al contenitore, effetto più che necessario a queste frequenze elevate.
Il trasformatore L1/L2 è sintonizzato esattamente a 96 MHz tramite C3, C4 ed il trimmer C5.
L2 porta il segnale a 96 MHz all'ingresso di un triplicatore bilanciato che impiega T2 e T3. Per portare al rendimento di picco l'uscita del triplicatore, nella figura 2 si osserva un circuito di valutazione che consiste in un diodo al germanio ed un

Dettagli degli avvolgimenti (si impiega per tutti filo di rame smaltato)

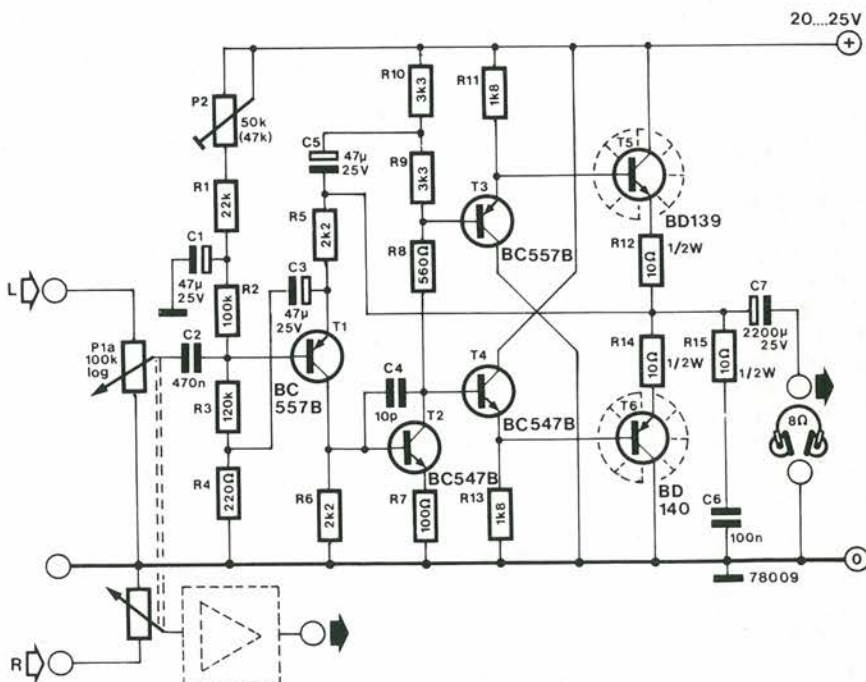
	spire	filo (mm)	diametro interno della bobina (mm)
L1	6	0.8	6
L2	1	0.8	6
L3	6	0.2	4
L4	2, con presa al centro	0.8	6
L5	2	0.8	6
L6	1	0.8	6
L7	0.5	0.8	6

multimetro, collegati al C14.
P1 e C9 devono essere regolati prima di tutto per la massima deflessione dello strumento.
L'uscita del triplicatore di frequenza è accoppiata tramite L5 e C11 ad un amplificatore sintonizzato a 288 MHz che si basa sul T4. Questo stadio può essere a sua volta condotto al rendimento di picco collegando il circuito di prova all'uscita (L7) ed aggiustando C14 si otterrà la maggior lettura nel multimetro. La potenza d'uscita del circuito, è all'incirca 1 mW su di un carico di 50 ohm (220 mV RMS, 300 mV, picco).

Realizzando praticamente l'apparecchio, si debbono seguire le norme usuali per i sistemi che funzionano a frequenze molto elevate. Tutte le connessioni filari devono essere mantenute le più corte che sia possibile e le tre sezioni del generatore (oscillatore, triplicatore e stadio finale) devono essere schermate reciprocamente. Tutti i condensatori devono essere del tipo a disco ceramico, ed i transistori devono essere di ottima marca. Le bobine sono avvolte in aria con 1 mm di spaziatura tra le spire, con un eccezione per L3, che deve essere avvolta senza interspira, ed un'altra per L5 che va avvolta tra le spire di L4

in modo tale che le spire si possano toccare. L2 è avvolta in seguito ad L1, lato massa, ed L7 in seguito ad L6, sempre sul lato massa.

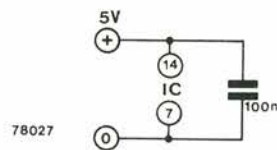
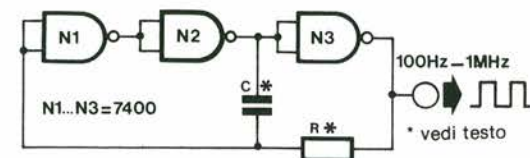
Amplificatore per cuffie

6

Per l'ascolto, le cuffie stereo, sono usualmente collegate alle uscite previste per gli altoparlanti nell'amplificatore di potenza tramite un sistema attenuatore. Anche se in tal modo s'incontra una spesa molto modesta, vi sono due grossi difetti: se s'impiegano contemporaneamente le cuffie e gli altoparlanti risulta impossibile variare il livello del suono che perviene alle cuffie in modo indipendente; in più, come risultato dell'impedenza d'uscita dell'attenuatore, si ha un fattore di smorzamento ridotto, che impedisce una buona riproduzione dei bassi da parte delle cuffie.
Questi ed altri problemi, possono essere risolti, tuttavia, con l'impiego di un amplificatore d'uscita stereo come quello riportato, che tramite i potenziometri per regolazione stereo P1, P1', va connesso alle uscite per nastro dell'amplificatore di potenza originale. In tal modo, i controlli di tono non hanno effetto, se però le cuffie sono veramente di buona qualità, la mancanza di tale regolazione non è significante.
L'amplificatore presentato ha una potenza che eccede il watt. Il guadagno, che è determinato da R4 ed R5 è pari ad 11 (può essere variato, se lo desidera, intervenendo sul valore di R4). Tramite P2 la tensione al punto in cui si congiungono R12 ed R14, deve essere regolata alla metà esatta di quella generale di alimentazione. L'assorbimento a riposo varia da 50 a 100 mA a seconda di come è regolato R8.

7 Semplice generatore di onde quadre TTL

Impiegando solo alcune gates TTL, non è difficile realizzare un generatore di onde quadre che può essere impiegato in un gran numero di applicazioni pratiche (ad esempio come generatore di clock).

Lo schema a lato rappresenta lo schema di base per questo tipo di generatore. Il circuito non è critico, può essere impiegato in una amplissima gamma di frequenze, non ha problemi d'innesco ed è sufficientemente stabile per la maggioranza delle applicazioni fattibili. La frequenza non è influenzata dalle variazioni della tensione d'alimentazione.

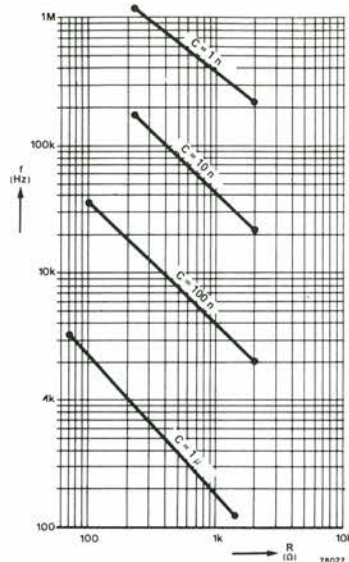
La frequenza di oscillazione è determinata da un sistema RC e dal tempo di propagazione degli invertitori (in questo caso le tre NAND con i loro ingressi collegati in parallelo). Poichè il tempo di propagazione negli IC, in generale, è fortemente influenzato dalla temperatura e dalla tensione d'alimentazione, è necessario assicurarsi che questo fattore abbia il minor effetto possibile sulla frequenza di oscillazione. L'uscita di ciascuna gate cambia di stato due volte per ciascun periodo del segnale, cosicchè in sostanza, si deve tener in conto il doppio del tempo di propagazione di tutte e tre le gate. Per essere certi che la frequenza di oscillazione fo sia più o meno indipendente dalle variazioni della temperatura e dell'alimentazione, si

può fare in modo che fo sia piccola, se comparata a $\frac{1}{2 \cdot tp \cdot n}$

ove tp è il tempo di propagazione ed n è il numero di invertitori collegati in serie. Nel caso del circuito mostrato, tp è circa eguale a 10 ns, ed n è uguale a 3, quindi per ciò che concerne fo si può scrivere:

$$fo \ll \frac{1}{2 \cdot tp \cdot n} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 3} = 16{,}6\ \text{MHz}$$

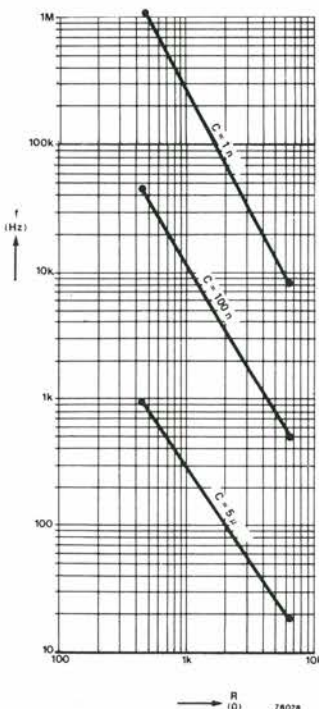
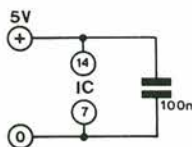
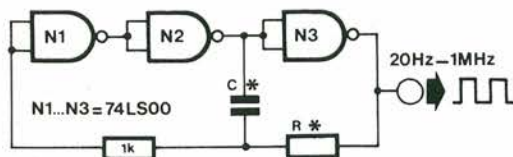
Il nomogramma allegato mostra il cambiamento della fo in relazione al mutamento della R. Il valore della resistenza R non deve mai essere più piccolo di quello mostrato nel grafico; per esempio, se C = 100 nF, R non deve essere in alcun caso minore di 100Ω.

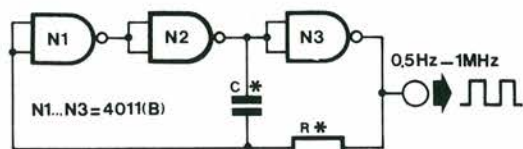
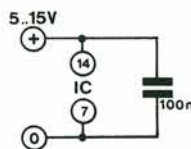
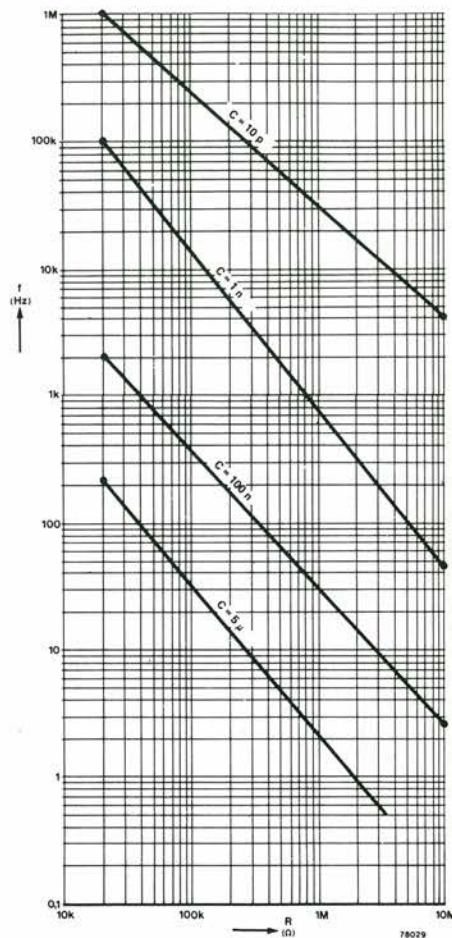
Un oscillatore ad onda quadra dalla frequenza variabile può essere ottenuto sostituendo R con un potenziometro da 2,5 k posto in serie con il valore resistivo minimo stabilito.

Un oscillatore "universale" del genere può essere realizzato impiegando TTL

Schottky a basso assorbimento, oppure IC del tipo CMOS; ambedue queste possibilità sono trattate nei dettagli in seguito.

Semplice generatore di onde quadre LS TTL

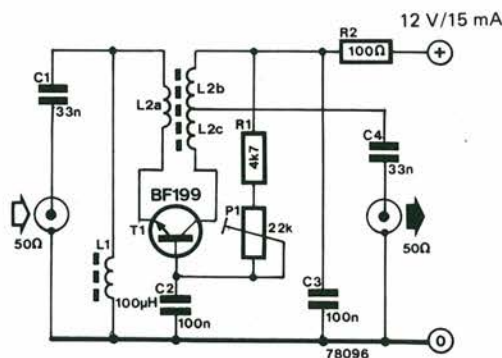
Il progetto di questo generatore di onde quadre è identico a quello del circuito descritto in precedenza, con l'eccezione che s'impiega in questo caso un IC del tipo TTL Schottky a basso assorbimento (LS) TTL; la relativa famiglia, sta sempre più diffondendosi e guadagnando in popolarità. Siccome le caratteristiche dei sistemi LS TTL differiscono da quelle dei TTL normali, le relazioni tra le frequenze di oscillazione ed i valori di R e di C possono divenire critiche, cosicchè serve una seconda resistenza per ottenere un funzionamento soddisfacente del circuito.

Il circuito genera dei segnali quadri con delle frequenze che possono andare da 20 Hz ad 1 MHz. Anche in questo caso, un nomogramma mostra le frequenze ottenute con diversi valori di R e di C. Come nel caso precedente, vi è un valore minimo adottabile per R (680 Ω). Per ottenere un generatore di segnali quadri dalla frequenza variabile, R deve essere sostituita da un potenziometro da 5 oppure 10 k, posto in serie con una resistenza fissa da 680 Ω.

Semplice generatore di onde quadre CMOS

In aggiunta agli IC TTL oppure TTL Schottky, per realizzare un generatore semplificato di onde quadre, è possibile l'impiego di un IC CMOS. Il grafico riveduto della relazione tra la frequenza dei segnali ottenuti in confronto ad R e C è mostrato a fianco del circuito.
Le frequenze sono indicate per una tensione d'alimentazione nominale di 12 V, tuttavia, la tensione detta non è critica, ed alimentatori che eroghino da 5 a 15 V possono essere impiegati.
Le gamme di frequenze che possono essere generate dal circuito, vanno da 0,5 Hz a 1 MHz.
Il minimo valore ammissibile per R è 22 k.
Per ottenere un oscillatore ad onde quadre dalla frequenza variabile, R può essere sostituita da una resistenza fissa dal valore di 22 k posta in serie con un potenziometro da 1M. Si possono impiegare ambedue le versioni dell'IC 4011, munite di buffer, o prive di buffer.

Economico amplificatore RF

10

È possibile ridurre la distorsione negli amplificatori RF impiegando la controreazione. Quando s'impiega questa tecnica, tuttavia, è importante che il circuito della reazione negativa, non possa causare disadattamenti tra ingresso ed uscita, il che, di base, implica l'utilizzo di un accoppiamento a trasformatore.
Con questo sistema, è possibile adattare accuratamente le impedenze d'ingresso e di uscita, ed al tempo stesso ottenere un rumore basso. Un prototipo impiegante il transistor BF 199 ha dato i risultati che seguono:
larghezza della banda (− 3 dB): 0,11 - 40 MHz.
guadagno: 11 dB.
prova dei due toni: Pout = + 10 dBm/tono, intermodulazione (IM) del terzo ordine a − 40 dB rispetto ad uno dei segnali d'uscita.
rumore: 15 dB.

L2a = 2 spire
L2b = 8 spire
L2c = 22 spire

Il rapporto segnale-rumore, che non è proprio ottimo, dipende più che altro dal tipo di transistor impiegato. Si possono avere dei risultati migliori utilizzando dei transistor per CATV (BFW 30, BFW 16, BFR 94, BFR 65, BFR 64 ecc.) che hanno una figura di rumore più bassa pur con la loro (relativamente) elevata corrente di collettore.

11 Oscillatore seno-coseno

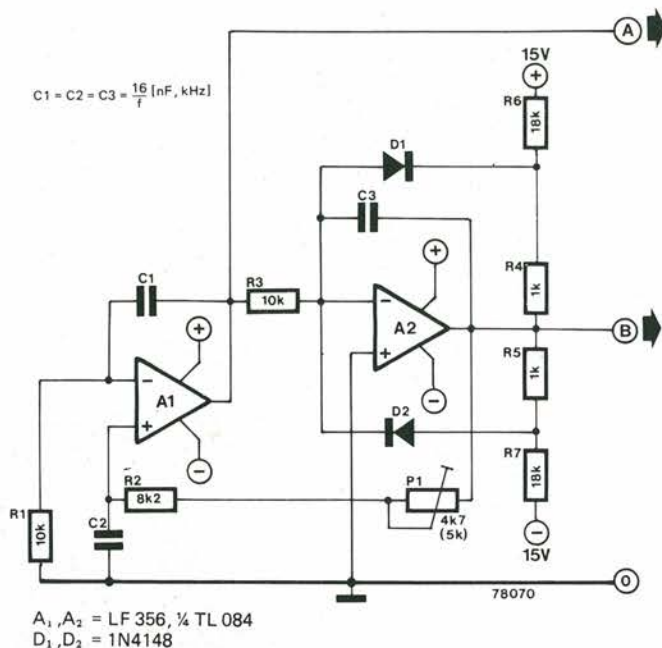
Vi sono numerose applicazioni, nelle quali si richiedono due segnali sinusoidali che abbiano la medesima frequenza ma uno sfasamento di 90°, come dire un segnale seno, ed un'altro coseno. Questi segnali sono usualmente impiegati nella SSB e nella modulazione in quadratura, nella formazione di cerchi ed ellissi nei tubi oscilloscopici e nella trasformazione da coordinate polari e rettilinee e viceversa. I segnali di seno e coseno possono essere ottenuti da un oscillatore a quadratura che consiste di due integratori connessi come si vede.
A1 è collegato come integratore non invertente, mentre A2 è connesso come integratore invertente. Come, in tal modo, il circuito produca un segnale di seno e coseno non salta all'occhio, ma daremo subito le necessarie spiegazioni.
All'uscita B, appare un segnale che è funzione del tempo, f (t). Siccome questo è privo dell'integrale del segnale al punto A, è ovvio che il segnale al punto A è privo del differenziale del segnale al punto B,

come dire $\frac{-df}{dt}$

analogamente, il segnale d'ingresso dell'integratore A1 è la differenza del segnale

nel punto A, come dire $\frac{-d^2}{dt^2}$

Tuttavia, il segnale d'ingresso all'A1 è il segnale d'uscita dall'A2, ovvero f (t).
Si ha quindi

$$\frac{-d^2f}{dt^2} = f(t).$$

Le condizioni verificate teoricamente sono soddisfatte dai segnali di seno e coseno, almeno se: f (t) = sin ω (uscita B).

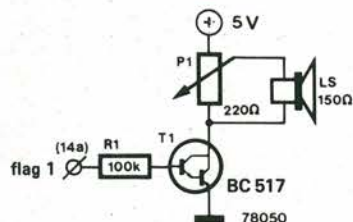
$$\frac{d(\sin \omega t)}{dt} = \cos \omega t \text{ (uscita A)}$$

$$\frac{d(\cos \omega t)}{dt} = \frac{d^2(\sin \omega t)}{dt^2} = -\sin \omega t$$

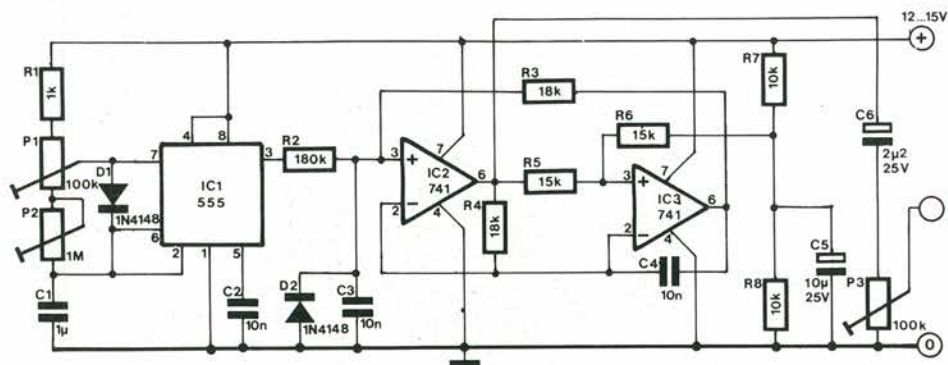
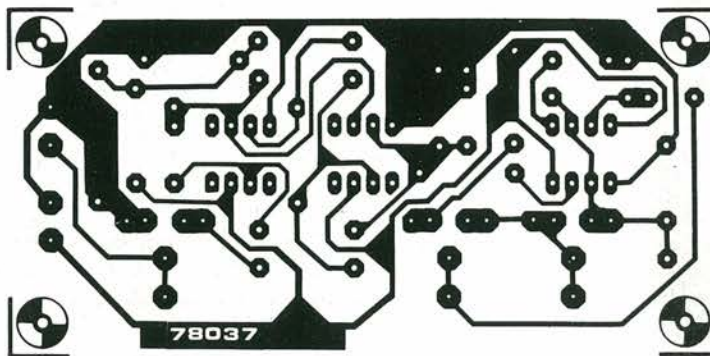
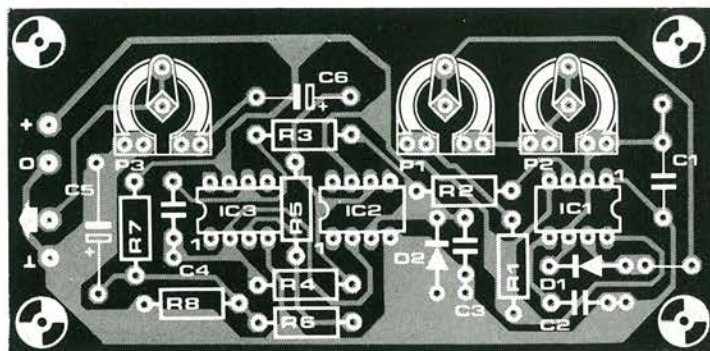
L'uscita A, di conseguenza, produce un segnale coseno e l'uscita B un segnale seno.
Il P1 va regolato per ottenere il guadagno dell'anello per il circuito in cui scaturisce una oscillazione continua ed affidabile. Se, a causa della tolleranza delle parti, il circuito non innesca quale che sia la regolazione del P1, può essere necessario aumentare il valore da 4k7 a 10 k. L'ampiezza del segnale è stabilizzata da D1, D2 ed R4, R5, R7.
La frequenza di oscillazione può essere regolata e mutata aggiustando la capacità dei condensatori C1 e C3, da calcolare in base alle equazioni date.

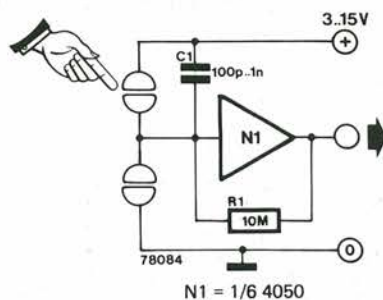
Bibliografia: Texas Instruments Application Notes.

12 Software per la sirena di Kojak

Il numero di applicazioni possibili per il microprocessore SC/MP formano ormai una legione, tuttavia, grazie all'istruzione DELAY è particolarmente facile impiegare lo "SC/MP" per generare segnali a bassa frequenza. Il programmino che segue, adatto a generare il segnale emesso da una sirena, è un buon esempio delle possibilità della specie. Si ottiene un segnale periodico che tramite il flag è ripetuto di continuo.
L'effetto di sirena è prodotto impiegando le istruzioni relative al DELAY, per variare gli intervalli che intercorrono tra il "set" ed il "reset". Nel modo indicato, il programmino che si vede genera un doppio effetto di sirena, analogo, in pratica, al suono delle sirene della polizia americana. Se si desidera ottenere la simulazione di una sirena "normale", il contenuto dell'ingresso 0F12 può essere modificato a 90.

Il segnale può essere reso audibile tramite l'interfaccia verso l'altoparlante riportato. Si tratta di un circuitello estremamente semplice, che va connesso al flag 1 dello SC/MP.
Il volume può essere controllato tramite il P1.

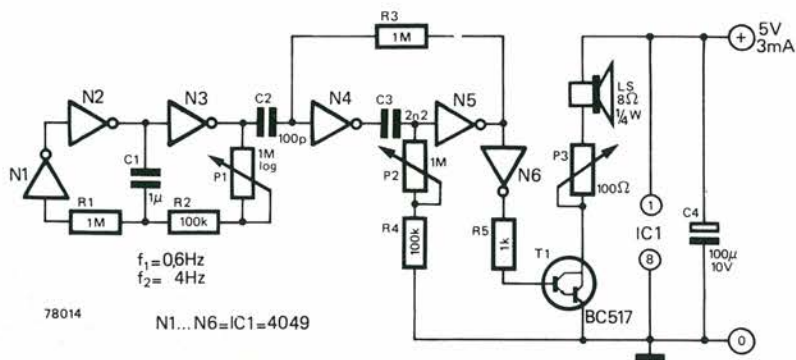
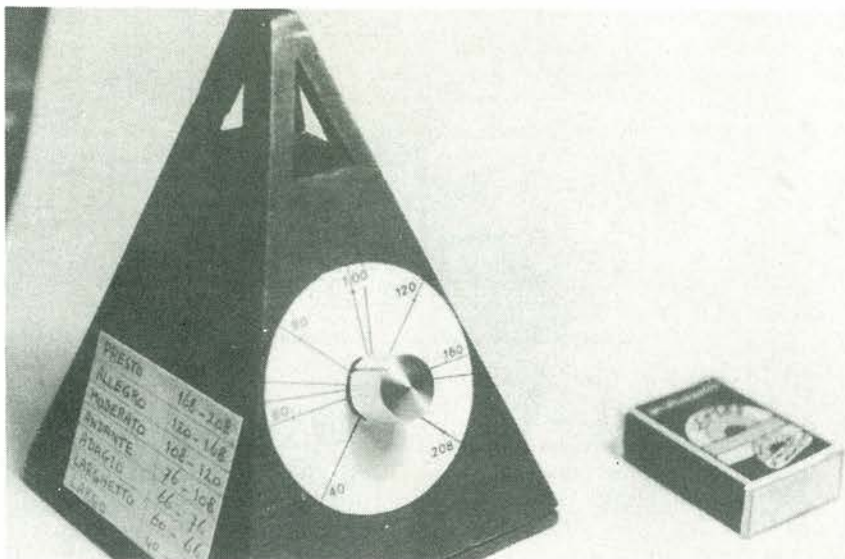
```
0F00  C4FF  LDI FF
0F02  8F00  DLY 00   set flag 1
0F04  C402  LDI 02
0F06  07    CAS
0F07  C4FF  LDI FF
0F09  8F00  DLY 00   reset flag 1
0F0B  C400  LDI 00
0F0D  07    CAS
0F0E  B8F9  DLD
0F10  B8F0  DLD
0F12  9CEC  JNZ   (JMP 90EC per sirena)
0F14  C400  LDI 00
0F16  8F00  DLY 00
0F18  C402  LDI 02   set flag 1
0F1A  07    CAS
0F1B  C400  LDI 00
0F1D  8F00  DLY 00
0F1F  C400  LDI 00   reset flag 1
0F21  07    CAS
0F22  A8F9  ILD
0F24  A8F0  ILD
0F26  9CEC  JNZ
0F28  90D6  JMP
```

Gong elettronico 13

Questo circuito simula il suono di una campana o di un gong e può essere impiegato per sostituire le campanelle elettriche convenzionali, o altri sistemi di richiamo per le porte delle abitazioni, o in alternativa per le sveglie e simili.
Il circuito si basa su di un filtro risonante realizzato con IC2, IC3 ed accessori, che oscilla alla frequenza di risonanza quando si fornisce un breve impulso all'ingresso.
L'impulso all'ingresso, in questo caso è fornito da un timer del tipo 555, connesso come multivibratore astabile, ma al limite si potrebbero anche studiare altre sorgenti di trigger, adatte alle varie applicazioni.
Il timbro del suono è influenzato da due fattori; il "Q" del filtro, che può essere variato mutando il valore di R2, e la durata del trigger, che può essere aggiustata tramite P1. La rapidità di ripetizione degli impulsi di trigger, come dire la frequenza alla quale il gong è "percosso" può essere regolata impiegando P2.
Il pilotaggio di un altoparlante può essere ottenuto aggiungendo al circuito visto un amplificatore audio.
Il livello d'uscita può essere variato da zero a circa 5V agendo sul P3.

Supersemplice interruttore a sfioramento 14

Anche se vi è una vera e propria pletora di progetti relativi agli interruttori a sfioramento, vi è sempre una chance per realizzare un progetto più semplice o più affidabile di quelli visti. La grande maggioranza di questo genere di dispositivi impiega una coppia di gates NAND connesse in forma di flip-flop, mentre il circuito che presentiamo impiega unicamente un buffer invertente CMOS, un condensatore ed una resistenza.
Quando l'ingresso di N1 è portato allo stato basso toccando la coppia di contatti che fanno capo alla massa generale, con un dito, l'uscita di N1 assume lo stato basso. Quando si ritrae la mano, l'ingresso di N1 è mantenuto basso dall'uscita tramite R1, cosicchè l'uscita rimane allo stato basso all'infinito.
Quando si tocca la coppia di contatti che giungono al positivo generale, l'uscita di N1 diviene alta. Ritraendo la mano dall'ingresso, l'uscita è mantenuta allo stato alto tramite R1.

N1 = 1/6 4050

15 Metronomo

B. v.d. Klugt

Quelli, tra i nostri lettori, che hanno sperimentato la delizia di andare a scuola di piano, durante la loro infanzia (!), senza dubbio hanno una buonissima familiarità con il suono del metronomo.
Si tratta di uno strumento che funziona ad orologeria, con un pendolo inverso, che può essere regolato per battere uno specifico numero di tempi al minuto ed il relativo forte ticchettìo indica la corretta velocità alla quale va eseguito un brano musicale.
Anche se s'impiegano ancora dei metronomi meccanici persino nei conservatori, quindi universalmente, è tuttavia possibile ottenere l'effetto in questione per via elettronica.
Il circuito del metronomo elettronico qui descritto non è per nulla rivoluzionario, ma con la sua estrema semplicità e la sua eccellente stabilità si dimostra comunque ottimo. N1, N2 ed N3 formano un multivibratore astabile. Tramite i P1 si può variare la relativa frequenza d'uscita tra 0,6 e 4 Hz, mentre la lunghezza degli impulsi può essere variata per mezzo del P2. L'ultimo detto, in pratica modifica il suono del ticchettìo, che va da un secco e brevissimo "tick" ad una battuta lunga, ampia.
Il P3 serve come controllo di volume, variando la corrente di picco che attraversa l'altoparlante tra 0,5A e 50 mA. Con i valori più bassi per il P3, si ha una corrente forte che carica severamente il transistor T1, e proprio per questo si è scelto un elemento di Darlington.
Grazie al ridotto periodo di tempi in cui il segnale è al livello alto, la corrente media assorbita dal circuito è molto bassa, cosicché una comune pila da 4,5V è più che sufficiente per alimentare il tutto.

La foto riportata in alto, mostra come anche nella realizzazione elettronica sia possibile mantenere la classica forma piramidale del metronomo.

16 Voltmetro per automobile

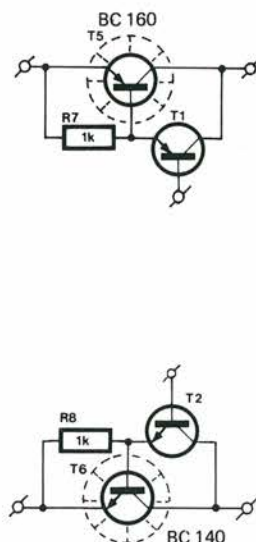
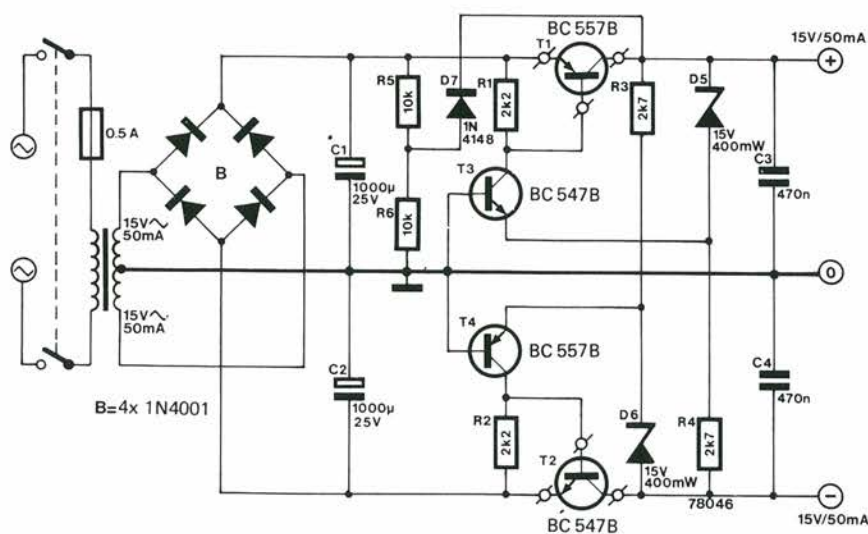
Siccome è vitale per un impiego soddisfacente di qualunque veicolo, la batteria di bordo è a gran torto ritenuta da taluni indistruttibile e di rado riceve le cure che le sarebbero dovute. Man mano che la batteria invecchia, la sua possibilità di mantenere la carica per lunghi periodi decresce gradualmente. L'inevitabile risultato è che un mattino (usualmente in pieno inverno) la macchina non parte.
Il voltmetro allo stato solido qui descritto, permette di tenere sotto controllo continuo la tensione erogata dalla batteria, sicché ogni guasto possa essere predetto prima che si evidenzi.
Il circuito indica anche se vi è un difetto nel regolatore della macchina, tale da po-

ter portare la batteria in regime di supercarica e da danneggiarla.
La tensione della batteria, logicamente, può essere misurata impiegando un convenzionale voltmetro a bobina mobile. Tuttavia, siccome la gamma di tensione che interessa va da 9 a 15V, in tal caso s'impiegherebbe solamente il terzo superiore della scala dello strumento, a meno che l'indicatore non preveda la "soppressione dello zero", caso piuttosto insolito. Gli strumenti a bobina mobile, d'altronde, sono piuttosto delicati, dal punto di vista meccanico.
Una miglior soluzione è impiegare un voltmetro allo stato solido, che indica la tensione tramite una colonna di LED.
Vi sono diversi IC che possono compiere la funzione detta. Tuttavia, la lettura su 12 oppure su 16 LED offerta da integrati del genere dell'UAA 180 Siemens ed UAA 170, in questo caso non serve, e si è scelto in IC in grado di pilotare solamente cinque LED, il Texas 16889P.
Questo IC dà una indicazione simile a quella di un termometro.
Il circuito completo del voltmetro impiega solo questo IC ed una manciata scarsa di altre parti, visto che l'integrato può pilotare direttamente i LED. I diodi D1 e D2 servono per la protezione contro le tensioni inverse ed i transistori sull'impianto elettrico, mentre il D8 sposta lo zero dell'indicazione in modo tale che lo strumento inizi le letture solo a circa 9,5V. Il circuito va calibrato regolando il P1 in modo tale da produrre lo spegnimento dei LED secondo la tabella riportata in calce.
Il LED D7 si spegne al di sotto dei 15V. Se questo LED è illuminato con il circuito connesso all'impianto dell'automobile, la tensione di carica della batteria è troppo elavata, quindi il regolatore di bordo è in fuori uso. S'impiega infatti un LED rosso per R7. D6 indica che la batteria è perfettamente carica, quindi s'impiega un LED verde.
D5 indica che la batteria è più o meno ok, ma la carica non è completa, quindi sarà bene impiegare un LED giallo, per questa indicazione. D4 e D3 manifestano una tensione per la batteria inaccettabilmente bassa, quindi i LED relativi saranno rossi.

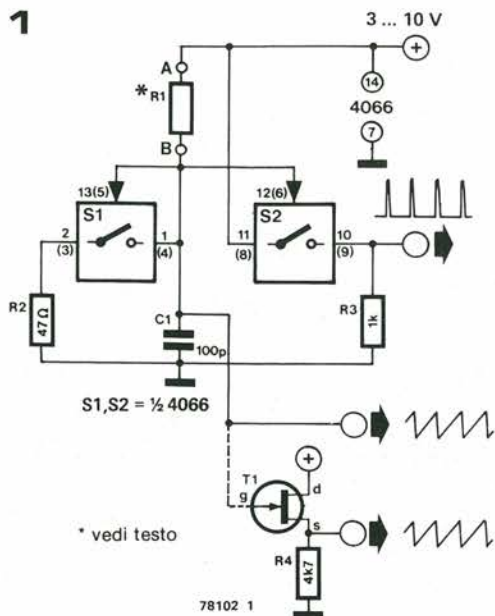
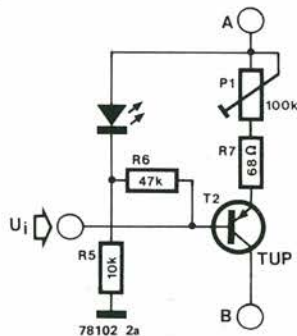
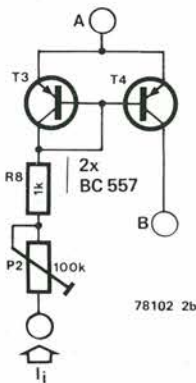
Tabella 1. Tensioni al di sotto delle quali i LED si spengono

D7	15 V
D6	13.5 V
D5	12 V
D4	11 V
D3	9.5 V

Alimentatore simmetrico da ± 15V/50 mA

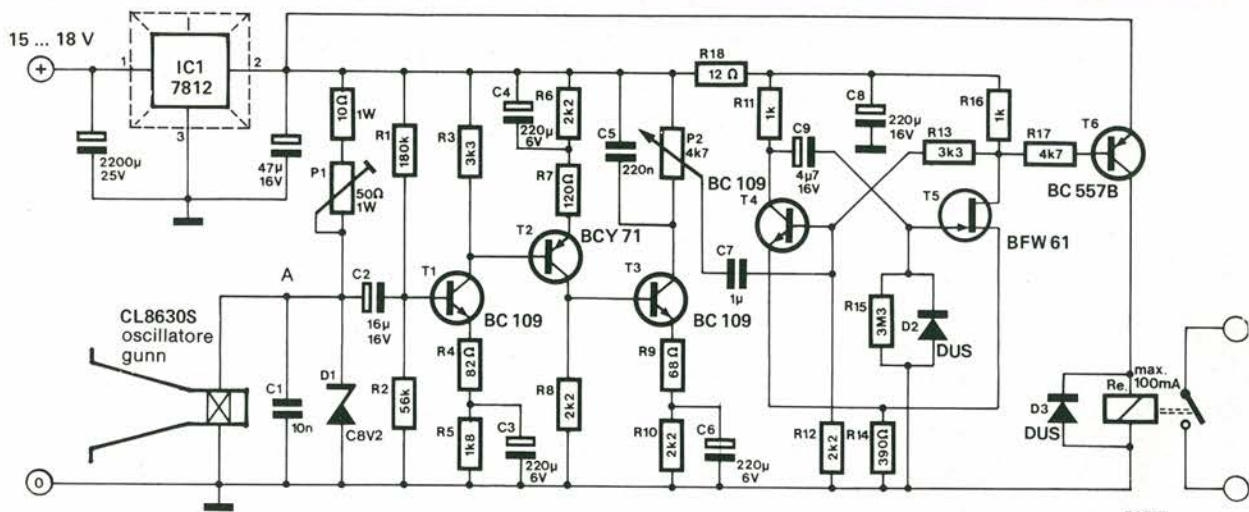
17

Anche se i regolatori IC hanno in gran parte messo da parte i progetti che impiegano parti consuete, questo circuito ha dalla sua parte un considerevole risparmio, in riferimento ai sistemi integrati. Praticamente, tutte le parti del sistema di regolazione, non superano il costo di 1.200 lire!
Il modo di lavoro del circuito è estremamente semplice. Il trasformatore con presa centrale, il rettificatore a ponte, i condensatori di filtro C1 e C2 erogano una tensione non regolata di circa +/− 20V. Il regolatore sul ramo positivo, così come quello sul ramo negativo, ha un tipo di funzionamento identico e classico e tra i due cambia solo la polarità, sicché descriveremo in dettaglio unicamente il regolatore sul positivo.
La corrente per il ramo positivo, fluisce tramite il transistor regolatore serie T1. La tensione di 15V è applicata ai capi dello zener D5, che ha il terminale superiore, catodo, a +15V, e quello inferiore a 0V. Se la tensione di uscita tende a calare, il terminale basso del D5 va ad una tensione inferiore a 0V, ed il transistor T3 assorbe una corrente maggiore. In tal modo, il T1 vede aumentare la sua corrente di base, e di conseguenza conduce fortemente, sicché la tensione d'uscita del sistema regolatore cresce. Se la tensione d'uscita del sistema regolatore diviene troppo alta, accade l'esatto inverso.
Il potenziale che è presente al terminale "basso" (sempre guardando lo schema) del D5, sale, cosicché il T3 assorbe una minor corrente. T1, a sua volta, tende ad andare in interdizione ed il valore d'uscita decade. Il ramo negativo del sistema funziona in modo strettamente analogo.
Siccome D5 e D6 ricevono la loro polarizzazione tramite l'uscita del complesso, R5, R6 ed R7 devono essere incluse a permettere che il circuito inizi a lavorare senza incertezze automaticamente. In pratica, le parti dette applicano una polarizzazione iniziale di circa 10V che proviene dal settore non stabilizzato. Una volta che la tensione d'uscita abbia raggiunto il suo valore normale, il D7 risulta polarizzato all'inverso, il che impedisce al ronzio residuo che proviene dal settore non stabilizzato di raggiungere l'uscita.
Impiegando transistori economici per piccoli segnali del genere BC 107/BC 177 o di serie similari, equivalenti per prestazioni, la massima corrente che può essere ricavata dall'alimentatore in regime di sicurezza è di circa 50 mA per ramo. Tuttavia, T1 e T2 possono essere sostituiti da delle coppie di Darlington per ottenere delle correnti d'uscita dell'ordine dei 500 mA.

18 Generatore a denti di sega

Impiegando un singolo interruttore analogico CMOS, è facile realizzare un oscillatore a denti di sega funzionante "a rilassamento", come si vede nella figura 1. Il C1 si carica tramite R1 sino a che la soglia di tensione dell'interruttore è raggiunta (il valore relativo è all'incirca 2/3 dell'alimentazione).
Al punto detto, l'interruttore "si chiude" e C1 si scarica attraverso S1 ed R2, sino a che si raggiunge il livello più basso di soglia, al che S1 si "riapre" e l'intero ciclo si ripete. Per evitare il carico sul circuito generatore, l'uscita a denti di sega deve essere collegata ad una impedenza che sia considerevolmente più grande di R1. In alternativa, è possibile impiegare un FET collegato come source-follower (accoppiatore di source) per formare uno stadio amplificatore-separatore.
Poiché ciascun IC 4066 comprende quattro interruttori analogici, è possibile realizzare quattro oscillatori in base al singolo chip. Una ulteriore possibilità è aggiungere un secondo interruttore CMOS S2, che si chiude quando S1 è chiuso, semplicemente collegando R3 all'alimentazione in modo da generare un breve impulso ad "ago".
La frequenza di oscillazione può essere variata manipolando il valore di R1, che può andare da 1k a 100k. La tensione generale di alimentazione, può andare da 3V a 100V, e la più elevata frequenza di oscillazione che può essere ottenuta è di circa 12 MHz (con una tensione di 10V).
Siccome C1 è caricato tramite una resistenza, il dente di sega generato dal circuito non può essere lineare, ma forzatamente assume un profilo esponenziale. Se si desidera un dente di sega lineare, R1 può essere rimpiazzata da una sorgente d'intensità controllata, come si vede nella figura 2a.

Una ulteriore possibilità, è controllare in tensione la corrente, quindi la frequenza dell'oscillatore, ottenendo un semplice VCO.

In alternativa si può impiegare una sorgente speculare d'intensità, mostrata nella figura 2b, nel qual caso il circuito diviene un oscillatore controllato in corrente.

19 Allarme antifurto

Per tutti coloro che sono alla ricerca di un sofisticato sistema di antifurto, non va bene il Radar?
Sia la Philips che la Mullard offrono un modulo oscillatore di Gunn, modello unificato CL8630S, che oscilla a circa 4 GHz. Uno dei circuiti d'impiego, descritto in una estesa application note, è un semplice rivelatore radar Gunn del movimento, che riprendiamo qui.
Il principio di funzionamento-base è ormai ben noto: un oggetto mobile immerso nel campo a 4 GHz generato dal trasmettitore, riflette un segnale che ha una frequenza leggermente diversa (slittamento di Doppler). La diversa frequenza può essere calcolata con la formula:
$\Delta f = 2 f_o v/c$, ove, v è la velocità dell'oggetto nei confronti del trasmettitore; fo è la frequenza del segnale emesso, e c è la velocità della luce (3×10^8 m/s).
La diversità di frequenza, in questi casi, ricade nella gamma audio, vale all'incirca 200 Hz. Tale ondulazione è rivelata ed amplificata da un sistema a bassa frequenza che comprende T1, T2/ T3.
L'uscita del T3 serve per dare il trigger ad un multivibratore monostabile costituito da T4 e T5, che ha un periodo di tempo di 10 secondi.
La combinazione di un transistor bipolare e di un FET può apparire curiosa, ma serve per ottenere in modo più facile il prolungato periodo richiesto.
L'uscita del monostabile è impiegata per portare nello stato di "on" il T6, provo-

cando l'attrazione del relais.

La sensibilità del circuito può essere regolata attraverso P2a. Generalmente, si ottiene una portata di rivelazione di dieci metri, che nel tempo si è dimostrata ottimale per la maggioranza delle applicazioni. È tuttavia necessario prendere buona nota che questo sistema di allarme diviene un generatore di *falsi allarmi* se la sensibilità è troppo spinta.

In tal caso, non solo l'apparecchio può rivelare il volo delle farfalle o di altri insetti, ma anche lo spiffero di una finestra socchiusa!

A parte la questione della sensibilità, che può essere regolata in base a criteri personali (se non in base ad errori di funzionamento, e relative amare esperienze), l'unico punto di calibrazione è il P1. Questo è importante, perchè regola il punto di lavoro dell'oscillatore Gunn.

All'inizio, P1 deve essere posto alla sua massima resistenza. La procedura comprende il distacco del terminale superiore dell'oscillatore di Gunn dal punto A del circuito, e l'inserzione di un multimetro in serie.

I puntali non devono essere troppo lunghi, ed è necessario avvolgere accuratamente i relativi cavi.

L'indicatore deve essere commutato su di una corrente utile a fondo-scala, e P1 deve essere regolato sino a che l'oscillatore mostra di assorbire 120 mA.

A questo punto, l'oscillatore può essere ricollegato al punto A, ed il tutto è pronto per l'impiego.

Come nota finale, diremo che R17, T6, D3 ed il relais non sempre sono strettamente necessari; sia R11 che R16 possono essere rimpiazzate da un relais reed se l'apparecchio non deve commutare dei carichi molto importanti come grosse trombe e simili.

Bibliografia: Application Notes Philips/ Mullard per il modulo CL8630S.

TTL-LC-VCO 20

Questo oscillatore comandato in tensione (VCO) impiega solamente due gates TTL o due invertitori della specie, ma si dimostra molto utile, specie in quei circuiti digitali laddove uno o più integrati TTL non sono completamente utilizzati.

Com'è noto, ogni genere di gate TTL può essere collegata in forma di inverter (per esempio le varie NAND/ NOR o gli invertitori medesimi).

Di base, il circuito è una versione estesa del ben noto oscillatore a due gates RC. In questo caso, tuttavia, la frequenza principale è determinata dagli elementi del circuito risonante LC che consiste di L1, C2 e D1.

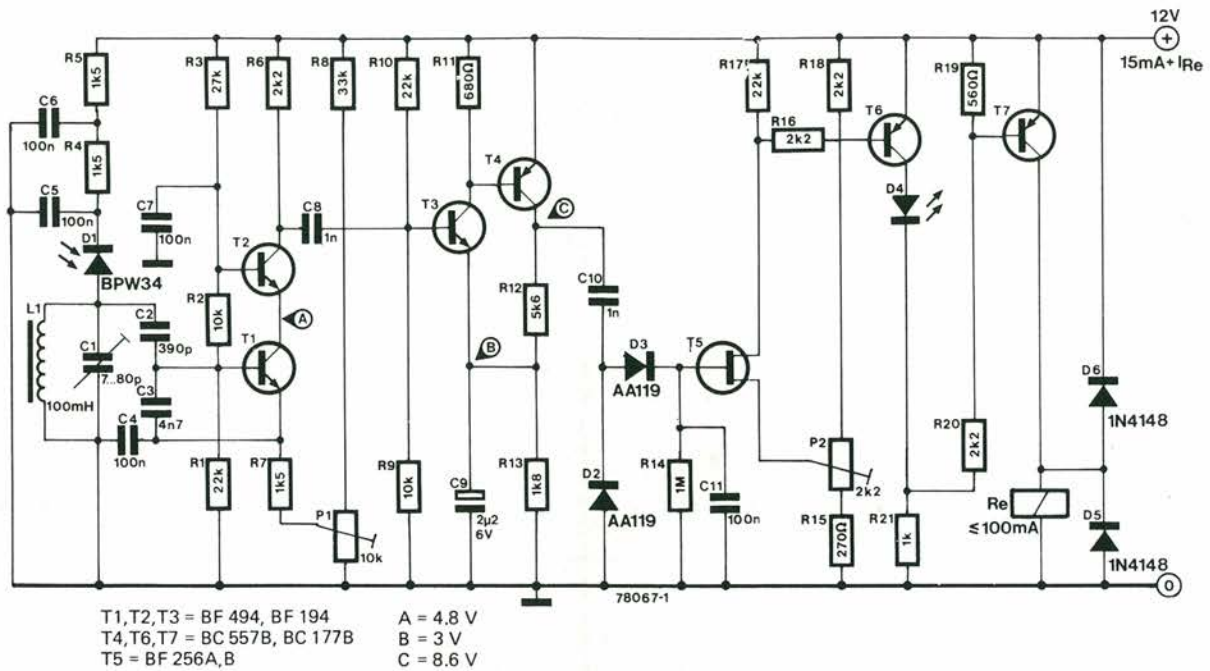
Siccome D1 è un varicap, una tensione di controllo applicata dalla R3 modifica la risonanza del circuito. Una tensione di controllo variabile tra 0 e 5V corrisponde ad una frequenza di oscillazione che a sua volta varia tra 7,5 e 9,5 MHz. L'uscita, logicamente, è TTL-compatibile.

Con i valori indicati, il circuito può essere munito unicamente di gates TTL; occasionalmente la frequenza può essere troppo elevata per i CMOS. Tuttavia, il principio di base può essere sfruttato anche nel campo dei CMOS rielaborando i valori diversi.

N1,N2 = 7400
D1 = MVAM 1 (Motorola)
L1 = 18 spire di filo ⌀ 1 mm in rame smaltato, su supporto da ⌀ 3 mm

Le prestazioni del circuito non sono eccezionali; la linearità, ad esempio, è mediocre, ma si deve però considerare come il tutto presenti diversi vantaggi utilitari essendo economico, semplice, affidabile.

Una possibile applicazione pratica tra le tante, è nel campo dei clock a frequenza variabile, per mutare i tempi di commutazione in un intero circuito servito.

21 Ricevitore a raggi infrarossi

Questo ricevitore a raggi infrarossi, può essere utilizzato con il trasmettitore complementare descritto più avanti, in questo stesso numero (circuito 31).

Il segnale infrarosso è ricevuto dal fotodiodo D1.

Tale diodo è inversamente polarizzato (la sua tensione di polarizzazione è filtrata dai rumori che possono essere presenti sulla linea di alimentazione tramite R4, R5, C5, C6) e le corrente che lo attraversa dipende dalle variazioni della luce incidente.

Per rendere molto sensibile il ricevitore, senza peraltro sensibilizzarlo anche ai disturbi, lo si è reso selettivo tramite il circuito L1/C1. La banda passante del ricevitore è 100 Hz, con una sintonia a 24 kHz.

Non è possibile ridurre la banda passante oltre, perchè la sintonia è influenzata dalla capacità del D1, che logicamente dipende dalla luce. Se la banda passante fosse troppo stretta, il ricevitore andrebbe fuori sintonia a causa di questo effetto.

T1 e T2 formano un amplificatore cascode munito di reazione negativa, mentre T3 e T4 introducono un maggior guadagno. Il segnale amplificato è poi rivelato da D2 e D3 e la tensione CC che risulta è prima amplificata da T5 e T6 (che pilotano l'indicatore a LED D4) poi da T7 che energizza il relais. Con delle piccole modifiche, lo stadio del T6 può essere reso adatto alla connessione con l'allarme ultrasonico descritto in questo stesso numero per ottenere un sistema multifunzione. In tal caso, T7 e parti associate, vanno omesse (vedi la figura 2).

Per allineare trasmettitore e ricevitore, si può adottare la procedura qui di seguito dettagliata:

1. Acceso il trasmettitore, si deve misurare la corrente che assorbe, nominalmente compresa tra 50 e 100 mA.
2. Il C3 del trasmettitore deve essere regolato in una posizione mediana (con le piastrine semichiuse) quindi si può spegnere l'apparecchio.
3. Il cursore del P1 deve essere completamente ruotato verso R8 ed il cursore del P2 completamente ruotato verso R15. Il LED D4 ora si deve illuminare, indicando che il primo stadio del ricevitore oscilla.
4. Si deve regolare il P2 sino a che il LED balugina appena.
5. Si deve regolare i P1 sino a che il LED spegne del tutto.
6. Ora, si deve riaccendere il trasmettitore e muoverlo verso il ricevitore sino a che D4 inizia a lampeggiare.

Si regolerà C1 nel ricevitore sino a che D4 risulta completamente illuminato. Si aumenterà la distanza tra il trasmettitore ed il ricevitore sino a che D4 ricomincia a lampeggiare e si riaggiusterà C1. La regolazione sarà rifatta sino a raggiungere la massima portata. Può accadere che il trasmettitore sia fuori dalla gamma di sintonia del ricevitore; in tal caso, il valore del C3 dovrà essere mutato per poter portare in isofrequenza i due apparati con la manovra del C1.

Se s'impiega il LED modello LD241/1 nel trasmettitore, ed un BPW34 nel ricevitore, sarà possibile effettuare il telecomando ad una distanza di circa 10 metri senza alcuno speciale sussidio ottico di focalizzazione, o senza schermare il fotodiodo dalla luce dell'ambiente. Se si vuole impiegare un semplice sistema di lenti per il trasmettitore, ed uno schermo per il BPW34, si può ottenere una portata assai

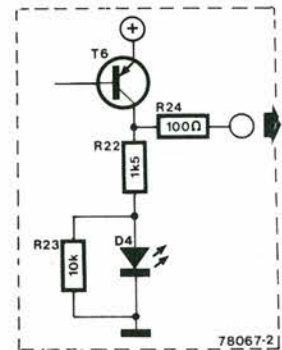
più grande.

Si aumenterà la distanza tra il trasmettitore ed il ricevitore sino a che D4 ricomincia a lampeggiare e si riaggiusterà C1. La regolazione sarà rifatta sino a raggiungere la massima portata. Può accadere che il trasmettitore sia fuori dalla gamma di sintonia del ricevitore; in tal caso, il valore del C3 dovrà essere mutato per poter portare in isofrequenza i due apparati con la manovra del C1.

Se s'impiega il LED modello LD241/1 nel trasmettitore, ed un BPW34 nel ricevitore, sarà possibile effettuare il telecomando ad una distanza di circa 10 metri senza alcuno speciale sussidio ottico di focalizzazione, o senza schermare il fotodiodo dalla luce dell'ambiente. Se si vuole impiegare un semplice sistema di lenti per il trasmettitore, ed uno schermo per il BPW34, si può ottenere una portata assai più grande.

Il ricevitore può funzionare alimentato a 12 V, con un assorbimento di 12 mA più quello del relais impiegato.

Qualunque alimentatore IC a 12 V offre le prestazioni richieste.

(Consigliamo anche di vedere il circuito numero 31)

OFFERTA SPECIALE RIVISTE ARRETRATE

AFFRANCARE
CON
L. 120

JCE Divisione Elektor

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B.

Nome ______________________________

Cognome ______________________________

Via ______________________ N. __________

C.A.P. ____________ Città ______________________

☐ Inviatemi i 6 numeri arretrati del 1979 di Elektor

☐ Allego assegno di L. 7.000

☐* Ho effettuato il versamento sul c/c postale 315275 intestato a JCE-Milano

☐* Ho effettuato il versamento con vaglia postale intestato a JCE
Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B. (MI)

* In questi casi specificare sui moduli postali la causale del versamento.

Amplificatore per microalimentatori

Questo amplificatore, è stato appositamente progettato per l'impiego con le "sorgenti alternative di energia" come le pile solari, le "fuel cells" e simili. Queste sorgenti di energia sono caratterizzate da una uscita bassa e variabile, con una resistenza d'uscita alta.

L'amplificatore lavora ottimamente con tensioni d'alimentazione comprese tra 3V e 20 V, anche se le relative sorgenti hanno una resistenza alta del tipo

$$\frac{\text{U alimentazione (V)}}{2\ \text{(mA)}}\ (\text{k}\Omega)$$

La potenza che l'amplificatore può erogare, logicamente dipende dalla tensione di alimentazione e dalla sua resistenza interna, vedi nella tavola allegata.

La corrente asorbita a riposo dall'amplificatore, è compresa tra 1 ed 1,5 mA: il valore esatto dipende dai transistori impiegati. Ove la corrente di riposo sia più grande di quanto detto, è necessario rielaborare il valore di R9.

Come si vede nella tavola allegata, l'amplificatore lavora meglio con altoparlanti dall'impedenza elevata. Siccome però non è facile trovare sul mercato degli altoparlanti dal valore più grande di 200 ohm, una possibile alternativa è l'impiego di altoparlanti dall'impedenza più bassa, accoppiati tramite un trasformatore di adattamento.

Per esempio, un altoparlante da 8 ohm può essere impiegato con un trasformatore che abbia un rapporto approssimativo di 5:1. Anche se il livello d'uscita dell'amplificatore non è proprio tale da spaccare i timpani, può comunque essere utile per molte funzioni, specie se s'impiega un altoparlante sensibile in un ambiente abbastanza silenzioso.

Il guadagno in tensione dell'amplificatore è all'incirca 50, mentre la banda passante a − 3 dB va da 300 Hz a circa 6 kHz.

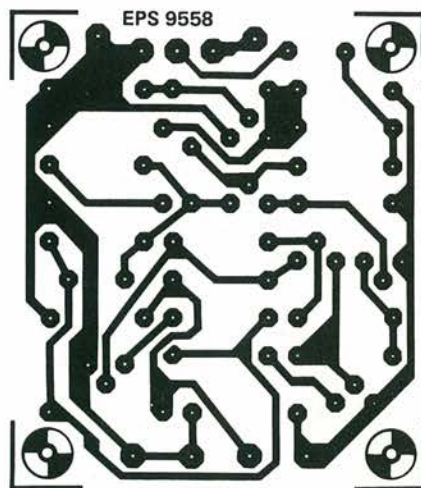
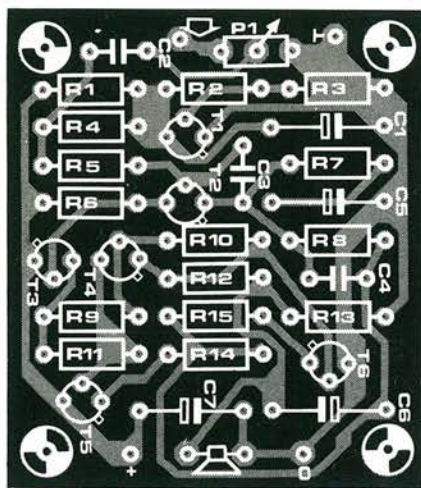
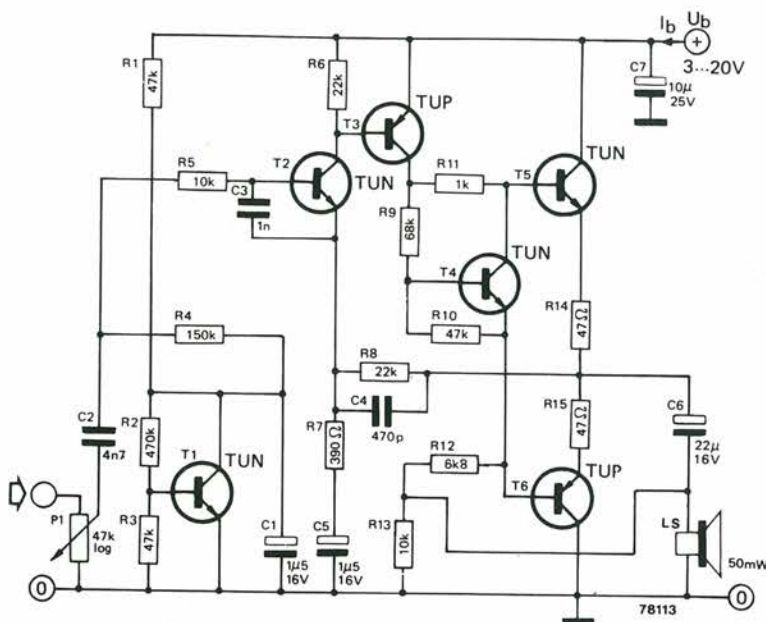
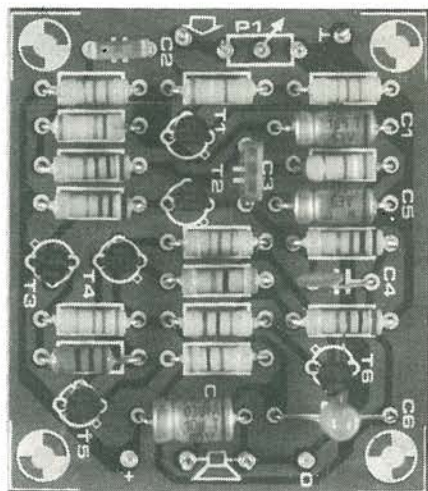



Tabella 1.

U_b (V)	P_o (mW)	I_b (mA)	R_{LS} (Ω)
20	10	19	8
20	20	19	16
20	40	7	200
9	4	11	8
9	6	9	16
9	10	3.8	200
3	9.2	2.4	8
3	0.3	2.2	16
3	0.5	1.4	200

23 Amplificatore RF a larga banda

Questo semplice progetto di amplificatore RF ha una banda molto larga ed una dinamica molto ampia, che lo suggerisce principalmente per l'impiego nei convertitori dei ricevitori ad onde corte. Il circuito non prevede la controreazione, perchè, se un amplificatore a reazione negativa cade nel sovraccarico, i prodotti della distorsione sono riportati all'ingresso (antenna) ed irradiati.
Comunque, si ottiene una buona linearità con l'impiego di un dispositivo che ha una spiccata caratteristica di trasferimento lineare.
Si tratta, in questo caso, di un MOSFET a due gates che ha gli ingressi collegati assieme.
L'elemento è precisamente un 3N211, che ha una transconduttanza di circa 14 mA/V se la corrente di Drain è più grande di 12,5 mA.

20 V
20 ... 25 mA
3N211
A = 17.5 ... 18 V
contenitore visto da sotto
* vedi testo

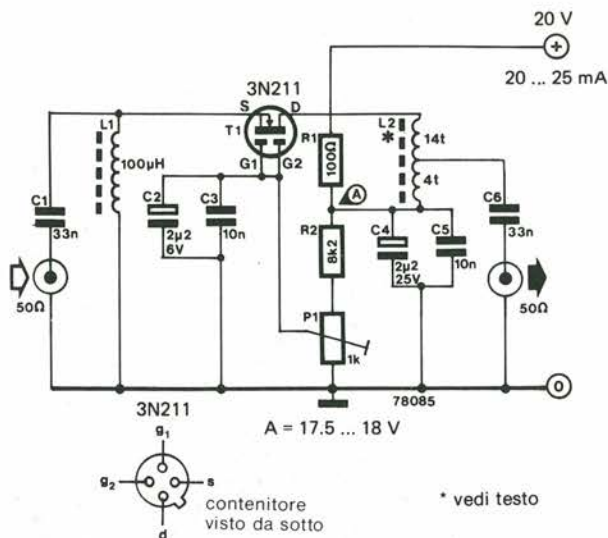
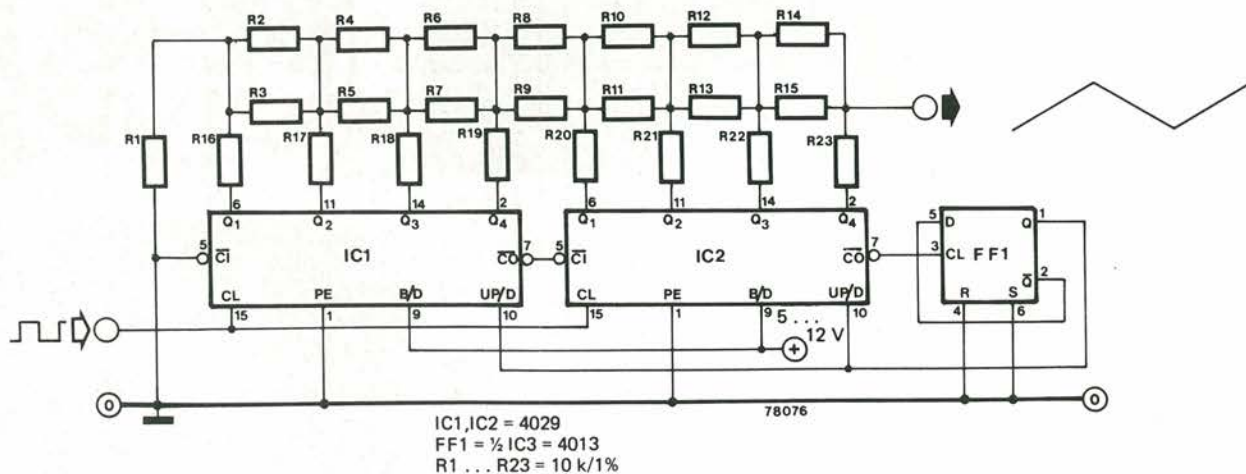



Tabella 1

Caratteristiche dell'amplificatore RF

guadagno:	aprox. 10 dB
larghezza di banda 3 dB:	4 MHz ÷55 MHz
rumore:	meno di 5 dB
tensione di alimentazione:	20 V
corrente di assorbimento:	25 mA ca.

Il MOSFET è impiegato in una configurazione "commun gate", ed il P1 serve per situare la corrente del Drain intorno a 20 mA. La L2 impiegata nel circuito, deve essere avvolta appositamente perchè non si trova in commercio, ed impiegherà un supporto Philips Mullard del tipo 4312-020-31521, ovvero un cilindro in ferrite a due gole, spesso definito "Pig's noise ferrite bead" (ferrite anti-grugnito). Nel primo foro detto anche "gola" si avvolgeranno 14 spire di filo in rame smaltato da 0,3 mm, nell'altro solo quattro spire, e ciascun avvolgimento giungerà, da un lato, ad una presa comune connessa al C6.
P1 deve essere regolato in modo tale che la tensione al punto di prova mostrato nella figura 1 sia compresa tra 17,5 V e 18 V.

24 Convertitore di un segnale quadro in uno triangolare

IC1,IC2 = 4029
FF1 = ½ IC3 = 4013
R1 . . . R23 = 10 k/1%

Il circuito riportato, serve per generare una forma a gradini triangolari in salita o in discesa, partendo da un segnale quadro, con un totale di 512 gradini per ciclo. IC1 ed IC2 sono dei contatori a quattro-bit del tipo avanti-indietro connessi come elementi contatori ad 8-bit, con un sistema scalatore R-2R D-A, collegati alle uscite per la conversione dal codice binario ad un tipo di forma d'onda ad andamento triangolare in salita o discesa.
Quando all'ingresso si presenta una forma d'onda quadra, il circuito inizia a contare, sino a che si raggiunge il conteggio generale di 255, allorchè il "carry output" va allo stato basso ed eroga il clock allo FF1. Di seguito, il circuito inizia a contare all'indietro sino a raggiungere lo zero, situazione nella quale il "carry output" torna ad eccitare lo FF1 e così di seguito.
Per essere certi che i segmenti delle onde triangolari che costituiscono la rampa siano tutti eguali, è necessario impiegare resistenze all'1% da R1 ad R23.

Rivelatore di passaggio per lo zero

Questo circuito rivela con la massima precisione il passaggio per lo zero con indirizzo negativo della tensione alternata, ma necessita di un'alimentazione "singola" normale, diversamente dai circuiti analoghi che impiegano amplificatori operazionali. N1 ed N2 formano un trigger di Schmitt collegato in modo da formare un multivibratore monostabile dal periodo di 15 ms circa. P1 deve essere regolato in modo tale, che quando l'ingresso giunge a zero, la tensione all'ingresso di N1 sia eguale alla soglia bassa del trigger di Schmitt.

L'uscita di N1 in tali condizioni va allo stato alto e l'uscita di N2 a quello basso. C1 mantiene il secondo ingresso di N1 al di sotto della soglia positiva per circa 15 ms, e durante questo tempo l'uscita del circuito rimane bassa, anche se un impulso di disturbo all'ingresso porta la prima entrata di N1 al livello elevato.

Quando il segnale d'ingresso diviene positivo, la prima entrata di N1 è portata oltre al valore di soglia positiva. È da notare che ciò avviene dopo che il segnale ha ormai attraversato il livello di zero, a causa dell'isteresi del trigger di Schmitt.

Sequenzialmente, il secondo ingresso di N1 diviene alto a causa della carica del C1 che si realizza per tramite della R3. Il circuito, a questo punto resetta e l'uscita di N2 diviene alta.

L'uscita di N2 è quindi un'onda quadra asimmetrica dal culmine negativo che interviene nel momento in cui il segnale all'ingresso attraversa lo zero, e dal culmine positivo che interviene durante il semiperiodo positivo della tensione d'ingresso. Il culmine negativo della forma d'onda, è indipendente dall'ampiezza del segnale d'ingresso ed interviene sempre nell'istante di attraversamento dello zero. Tuttavia, si ha una piccola variazione se varia la tensione d'alimentazione, che di conseguenza deve essere stabilizzata.

Se è necessario impiegare una tensione più grande di 15 V, è necessario includere R4 e D2, altrimenti il circuito integrato si danneggia.

Per calibrare il circuito, la miglior cosa è impiegare un oscilloscopio, e con questo, il P1 può essere regolato in modo esattissimo per lo scatto al momento del passaggio per lo zero. In alternativa, se l'oscilloscopio non è disponibile, il C1 può essere temporaneamente staccato dal circuito, e l'uscita di N2 controllata con un multimetro.

Nella tavola si osserva la tensione corrispondente al valore RMS d'ingresso e all'alimentazione, quindi si regola P1 sino a che la tensione si scorga sullo strumento; per esempio, con 10 V di alimentazione ed un ingresso sinusoidale di 5 V RMS, P1 deve essere regolato sino a che lo strumento indica 4,47 V.

R1, D1 ed il sistema di protezione dell'ingresso di N1 impediscono che nel circuito avvengano guasti sino ad una tensione di 220 V (RMS, sinusoidale). A questo livello, tramite N1 scorre la massima intensità ammissibile di 10 mA, ed il valore di 1,5W è dissipato nella R1. Se si devono impiegare delle tensioni d'ingresso più elevate, o si desidera una minor dissipazione, i valori di R1, R2 nonchè P1 devono essere incrementati, mantenendo gli stessi rapporti.

N1 N2 = 1/2 IC1 = 4093B

78074

* vedi testo

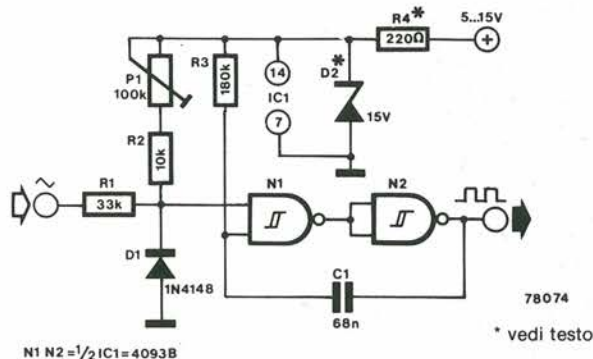
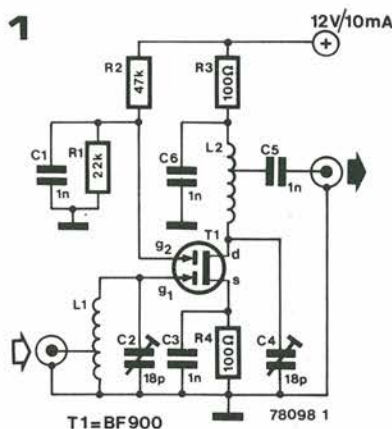
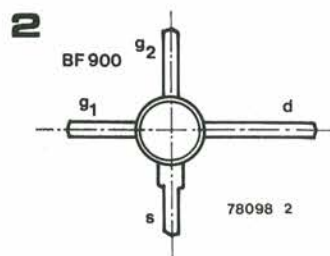



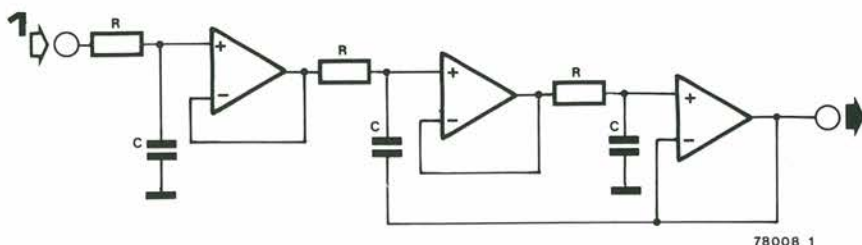
Tabella 1.

tensione d'ingresso (sinusoidale RMS)	Tensione d'alimentazione 5 V	10 V	15 V
2 V	2.24	3.49	——
3 V	2.33	4.09	5.18
4 V	2.37	4.33	5.91
5 V	2.40	4.47	6.26
6 V	2.42	4.56	6.48
7 V	2.43	4.63	6.64
8 V	2.44	4.67	6.75
9 V	2.44	4.71	6.83
10 V	2.45	4.74	6.90

Preamplificatore VHF

Il progetto di un amplificatore a larga banda per VHF (funzionante attorno a 100 MHz) non è cosa semplice.

Il circuito riportato, tuttavia, è sia economico che relativamente semplice. Presenta il vantaggio di offrire una banda già piuttosto larga (2 MHz) ed una buonissima figura di rumore (2,5 dB). Il preamplificatore ha una dinamica molto ampia ed un guadagno di 20 dB alla frequenza di 144 MHz.

L1 e L2 sono bobine avvolte in aria con un diametro interno di 6 mm; consistono di 4 spire di filo in rame argentato da 1 mm. La L1 reca una presa ad una spira dal lato-massa, mentre L2 reca una presa ad una spira dal lato di R3 per il C5. Tutti e quattro i condensatori che hanno il valore di 1n devono essere ceramici.

27 Filtro P.A. P.B. da 18 dB per ottava

Il calcolo dei valori corretti per gli elementi RC che fanno parte dei filtri passa-alto o passa-basso, è molto spesso visto dagli sperimentatori come un gran fastidio che è bene tenere alla larga.
Ciò è particolarmente vero per i filtri più complessi, che hanno una pendenza piuttosto ripida. Nel caso che riportiamo, il filtro è un Butterworth del terzo ordine (come dire avente una pendenza di 18 dB per ottava) passa-alto o passa-basso, ma non vi è nulla da calcolare perchè il monogramma mostrato dà i valori corretti sia per R che per C, da impiegarsi per una data frequenza d'intervento. La tavola si dimostra in pratica estremamente utile. Il circuito è disegnato come filtro passa-basso, tuttavia, se s'invertono le posizioni dei condensatori e delle resistenze, si ottiene un filtro passa-alto. Il bello del circuito, è che tutte le resistenze ed i condensatori hanno gli stessi valori reciproci. Come elementi attivi, si possono impiegare amplificatori operazionali o emitter followers.

Normalmente, per trovare la frequenza d'intervento (come dire il punto nel quale la tensione d'uscita del filtro è già a −3 dB rispetto al responso lineare) solitamente s'impiega la seguente equazione:

fo (frequenza d'intervento) = $1/(2\pi R C)$.

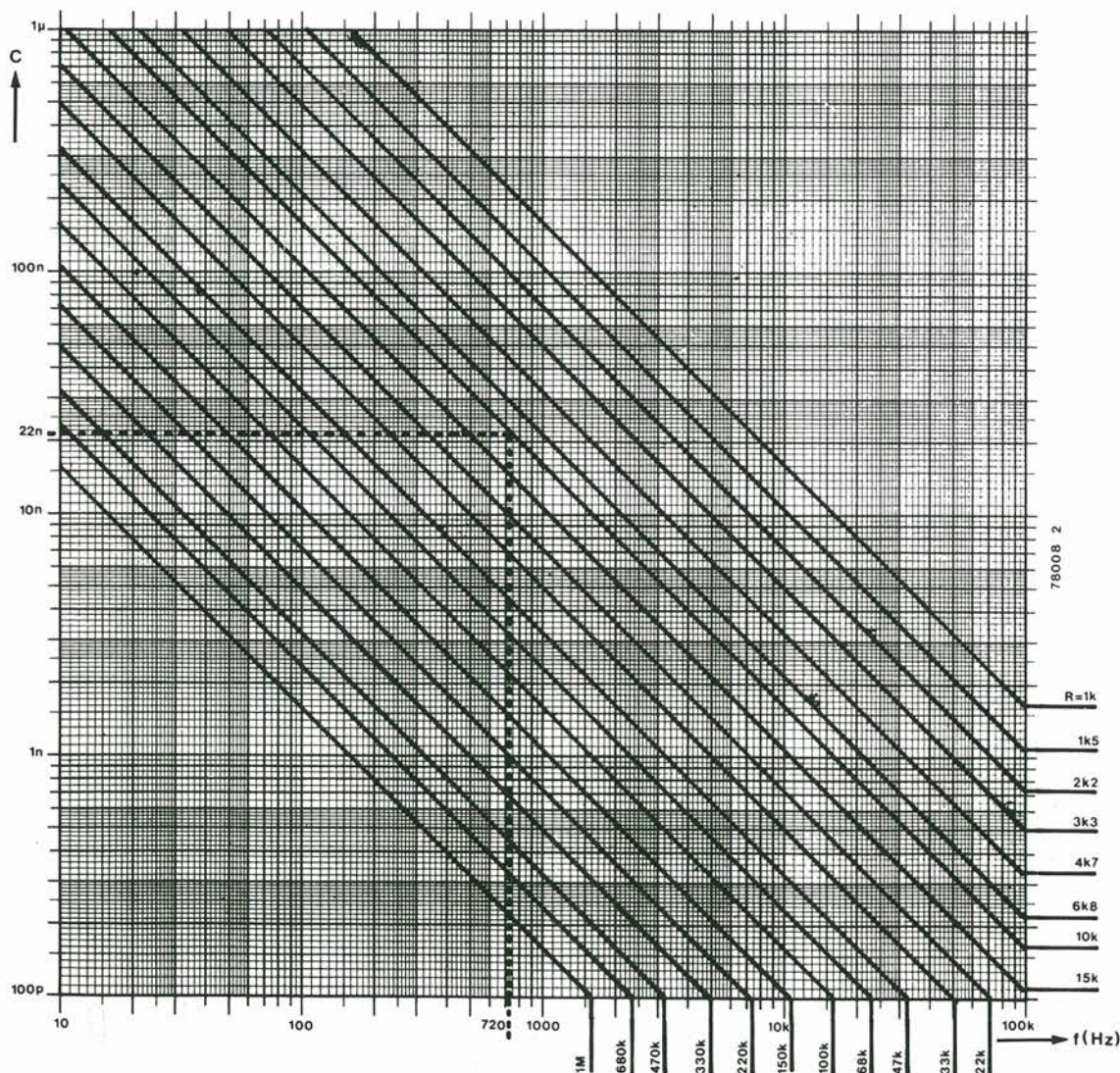
Come abbiamo detto, in questo caso, si può dimenticare ogni calcolo da farsi ed impiegare direttamente il nomogramma. La frequenza d'intervento è mostrata lungo l'asse orizzontale, mentre il corrispondente valore per il C è mostrato lungo l'asse verticale. Diversi valori di resistenza sono indicati nelle linee diagonali che attraversano il nomogramma.
Per impiegare correttamente il nomogramma, prima di tutto si traccia una linea immaginaria verticale sul punto desiderato per l'intervento. Un'altra linea immaginaria orizzontale sarà tirata attraverso il punto in cui la linea verticale attraversa la resistenza desiderata.
L'intersezione della linea orizzontale con l'asse x dà il valore corretto per il C, al fine di poter scegliere la frequenza desiderata. Nell'esempio mostrato con le linee a tratteggio, si sceglie una frequenza di 720 Hz, ottenuta con R = 10 k e C = 22 n.

2

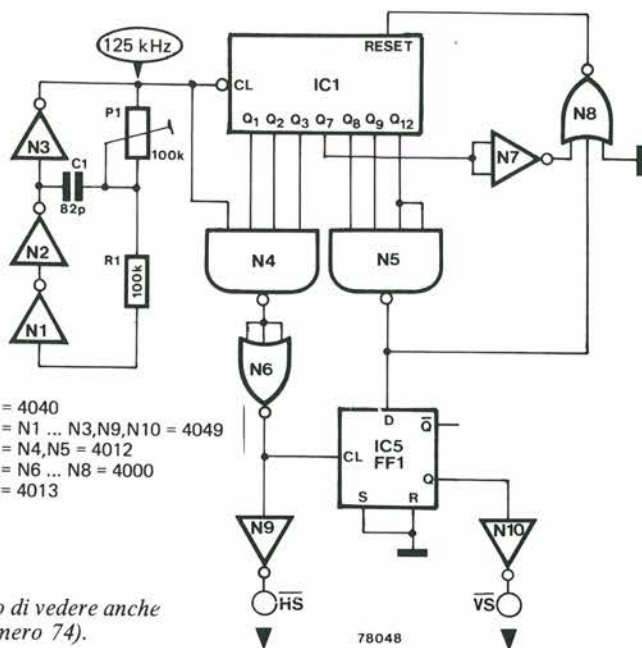
C ↑ 1µ 100n 22n 10n 1n 100p

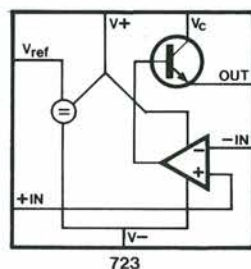
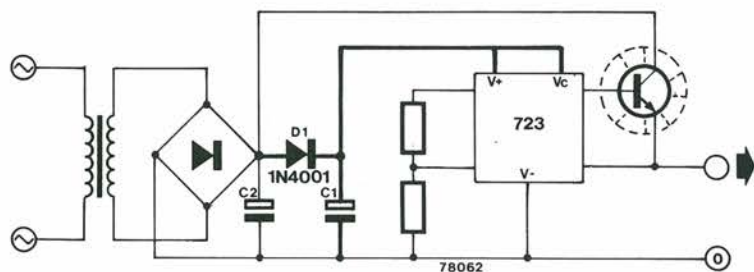
10 100 720 1000 10k 100k → f(Hz)

R=1k 1k5 2k2 3k3 4k7 6k8 10k 15k

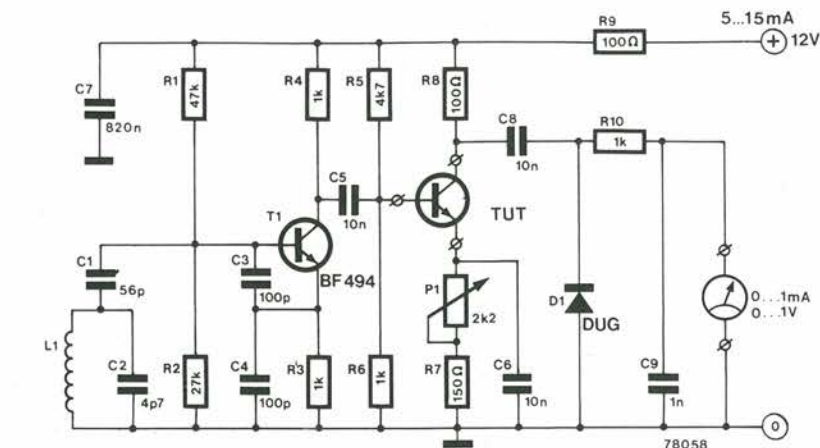
1M 680k 470k 330k 220k 150k 100k 68k 47k 33k 22k

78008 2

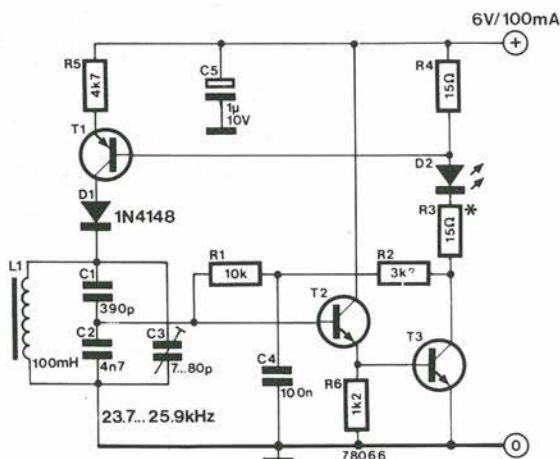
Semplice generatore di sincronismi video

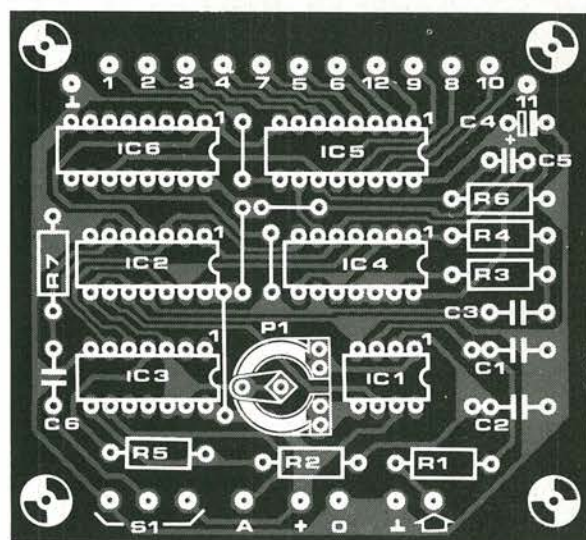
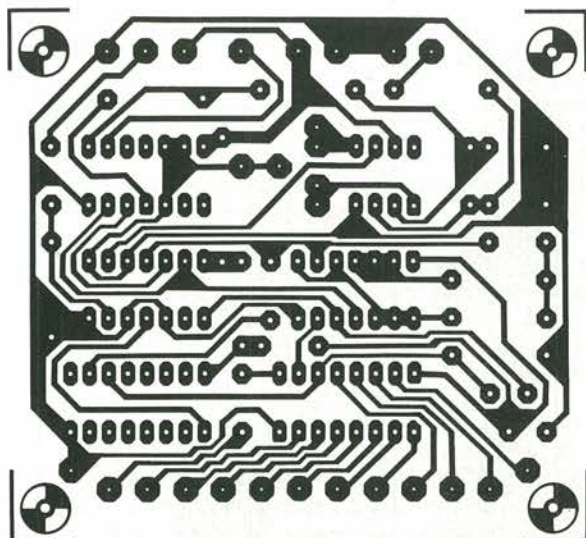
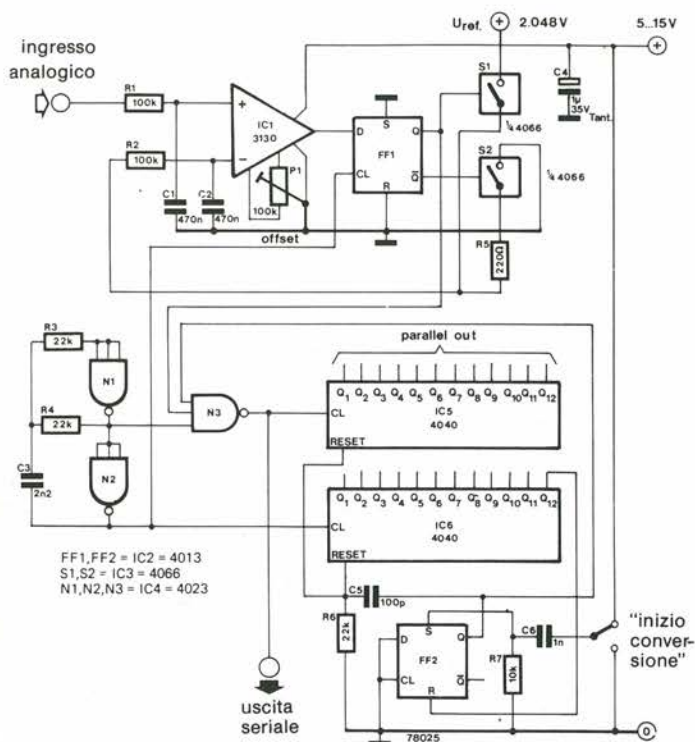
Questo semplice circuito genera gli impulsi di sincronismo a 15625 Hz e 50 Hz che servono per le applicazioni video. Un segnale da 125 kHz, proveniente da un multivibratore astabile è diviso da un connettore del tipo 4040 a 12-bit, e le uscite Q del contatore sono collegate tra di loro mediante un sistema di NAND in modo da avere gli impulsi di linea da 4 µs e gli impulsi di quadro dalla durata di 512 µs. Impiegando il mixer video che appare altrove in questo numero gli impulsi possono essere combinati con le informazioni relative all'immagine in modo da avere un segnale video composito e completo; in tal caso, tutti i circuiti possono funzionare con un'alimentazione a 5V.
L'oscillatore di clock deve essere regolato a 125 kHz impiegando un frequenzimetro digitale, se disponibile.
In alternativa, si può regolare il tutto a connessioni effettuate semplicemente per ottenere un raster stabile nell'apparecchio TV che funge da monitor.

(Consigliamo di vedere anche il circuito numero 74).

Alimentatore migliorato con il 723

Il 723, è un regolatore IC molto impiegato. Il circuito riportato, consente di ridurre la dissipazione superflua quando il 723 lavora con un transistore di potenza esterno, sistema molto noto per impiegare l'IC. In base alle specifiche del costruttore, si nota che l'alimentazione del 723 deve essere sempre di almeno 8,5 V per assicurare un buon funzionamento, visto che la sorgente interna di riferimento lavora a 7,5 V e così l'amplificatore differenziale interno.
Se s'impiega il 723 in un alimentatore a bassa tensione ed elevata corrente, con un transistor esterno posto in serie che lavora con la stessa alimentazione del 723, invariabilmente si ha eccesso di dissipazione nel transistor.
Per esempio, in un alimentatore per sistemi TTL che eroghi 5 V e 2 A, circa 3,5 V cadono sul transistor posto in serie ed alla massima corrente di lavoro si ha una dissipazione di 7 W. In più, il condensatore di filtro deve essere più grande del necessario, a prevenire che l'alimentazione del 723 scenda a meno di 8,5 V tra le ondulazioni.
In pratica, la tensione d'alimentazione per il transistor posto in serie non ha necessità d'essere più grande di 0,5 V rispetto alla tensione regolata d'uscita.
La soluzione è impiegare un'alimentazione separata da 8,5 V per il 723 ed una tensione più bassa per il transistor esterno. Invece d'impiegare due avvolgimenti separati per il trasformatore, l'alimentazione per il 723 è semplicemente ricavata con il rettificatore di picco formato da D1/C1. Siccome il 723 assorbe solamente un'intensità modesta, il C1 si carica virtualmente alla tensione di picco che proviene dal rettificatore a ponte, ovvero a 1,414 volte la tensione RMS del trasformatore meno la tensione di caduta sul ponte.
La tensione che serve per alimentare il 723, da parte del trasformatore, deve essere quindi di almeno 7 V per raggiungere 8,5 V.
Tuttavia, tramite una scelta attenta del condensatore di filtro C2, il ronzìo del primo alimentatore non regolato può avere dei cali di 0,5 V rispetto alla tensione regolata, tra le ondulazioni della tensione.
La tensione media che alimenta il transistor posto in serie in tal modo è inferiore a 8,5 V, e la dissipazione, è grandemente ridotta.
Il valore del C1 è determinato dalla massima corrente di base che il 723 deve fornire al tansistor d'uscita. Una regola dettata più che altro dall'esperienza, suggerisce d'impiegare 10 µF per mA.
La corrente di base può essere individuata dividendo la massima corrente d'uscita per il guadagno del transistor. Un valore utilizzabile per il condensatore C2 sarà 1500 oppure 2200 µF per ciascun A della corrente d'uscita.

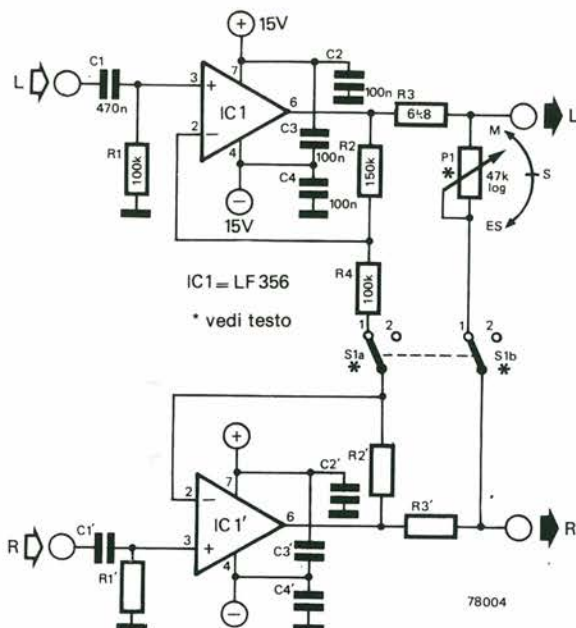
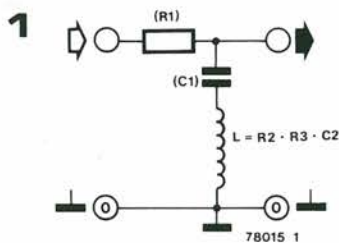
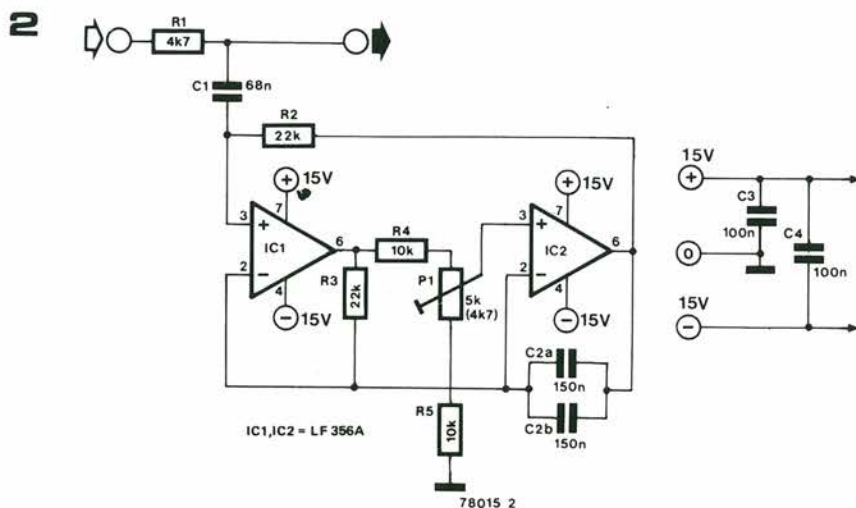
30 Misuratore del β di un transistor

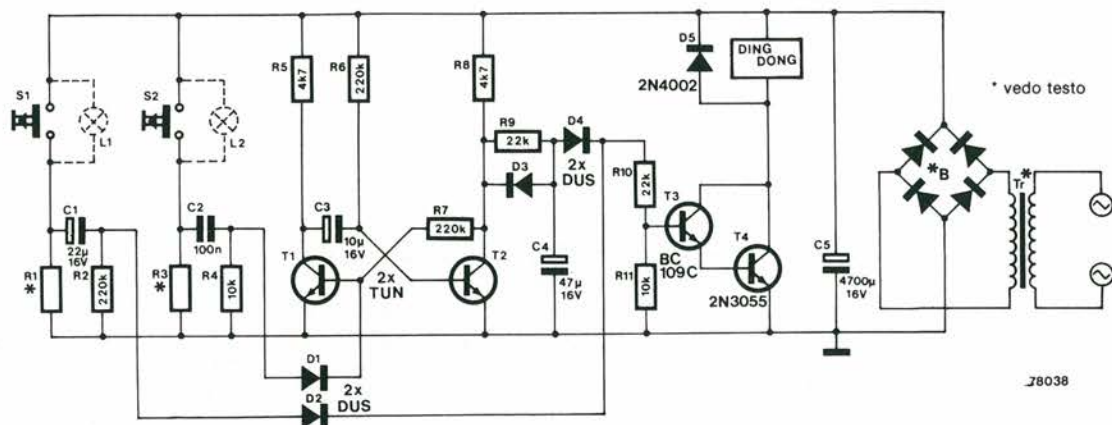
Il guadagno in corrente di alta frequenza di un transistor, dipende dalla polarizzazione in CC che gli viene assegnata, ed il massimo guadagno è ricavato solo ad un valore particolare della sua corrente di collettore.
Questo semplice circuito serve per determinare, appunto, la corrente ottimale di qualunque transistore NPN per RF.
Il transistor in prova (TUT) è inserito in uno stadio amplificatore che è pilotato ad ampiezza costante con un segnale da 100 MHz che proviene da un oscillatore che ha come elemento attivo il T1. Il segnale è amplificato dal TUT, rettificato dal D1 e filtrato da R10 e C9 per ottenere una tensione CC proporzionale al segnale RF.
La tensione, logicamente, è proporzionale al guadagno del TUT.
La corrente di collettore del TUT può essere variata tra 1 mA e 10 mA tramite P1, e la manopola di questo può essere corredata di una scaletta marcata in modo lineare con questi valori intermedi. Come si vede, è assai semplice ruotare P1 sino a che si legge il massimo valore sullo strumento, poi controllare qual'è la corrente di lavoro sulla scala del P1.

31 Trasmettitore a raggi infrarossi

Questo trasmettitore IR (a raggi infrarossi) può essere impiegato con il ricevitore descritto in precedenza in questo numero, per ottenere un semplice telecomando infrarosso. Il segnale IR è modulato ad impulsi di 24 kHz che mettono in grado il ricevitore di differenziare le sorgenti spurie di raggi che sono "continue"; ad esempio la luce del sole e l'illuminazione della camera. Per ottenere una gamma operativa regionevolmente ampia, il ricevitore deve essere sensibile ed anche selettivo, mentre ad evitare possibili errori di funzionamento dovuti ad uno slittamento del segnale trasmesso che esca dalla banda passante del ricevitore, anche la trasmissione deve essere ben stabile.
Allo scopo, s'impiega un oscillatore LC che è la versione transistorizzata dell'oscillatore Franklin comunemente usato con le valvole.
A causa del Q del circuito oscillante, la tensione ai capi della L1 può essere più elevata di quella di alimentazione. In tal modo, la giunzione collettore-base del T1 potrebbe essere polarizzata direttamente, il che porterebbe allo smorzamento del circuito oscillante.
L'inclusione in circuito del D1 previene questa possibilità.
La frequenza di oscillazione può essere variata all'incirca tra 23,7 kHz e 25,9 kHz impiegando il C3, che permette di effettuare l'allineamento tra il trasmettitore ed il ricevitore. Considerando la stretta banda passante del ricevitore, e la possibilità di allineamento non molto ampia, è essenziale che le parti impiegate in questo circuito siano a bassa tolleranza (conviene impiegare elementi al 5%).
Per il LED emittente, si possono utilizzare diversi modelli, ma il tipo LD271 è il più efficiente e da luogo alla portata maggiore. Quale che sia il tipo di LED impiegato, le prestazioni del circuito possono essere ottimizzate regolando il valore di R3 in modo che la corrente che attraversa il LED sia di 100 mA.
Due o più LED possono anche essere collegati in serie, nel qual caso, il valore di R3 deve essere aggiustato per ottenere una corrente complessiva di 100 mA per i LED. Se s'impiegano più di due LED in serie, la tensione generale d'alimentazione deve essere incrementata di 1,5 per ciascun LED in più.
(Consigliamo di vedere anche il circuito numero 21)

Convertitore da analogico a digitale

32

La realizzazione di un efficace convertitore analogico-digitale non è certo semplice, anche perchè spesso il circuito necessita di componenti ad alta precisione.
Tuttavia, vi sono circuiti, come quello che descriviamo, nei quali la precisione del funzionamento non dipende dalla tolleranza delle varie parti, ed è unicamente determinata dalla stabilità della tensione di riferimento, singola.
Nel circuito, l'IC1 funziona da comparatore. Sino a che la tensione che appare al suo ingresso invertente è inferiore alla tensione analogica che fa capo all'ingresso non invertente, l'uscita è allo stato alto. FF1 riceve gli impulsi dall'oscillatore di clock realizzato tramite N1 ed N2. Mentre l'ingresso D è mantenuto alto dall'uscita dell'IC1, l'uscita Q rimane alta. L'interruttore CMOS S1 è chiuso, mentre S2 è aperto, cosicchè C2 si carica tramite la tensione di riferimento (Uref) via S1 ed R2.
Quando la tensione ai capi del C2 eguaglia quella dell'ingresso non invertente, l'uscita dell'IC1 diviene bassa. Comunque, C2 continua a caricarsi sino a che non interviene il prossimo impulso di clock; quando l'uscita Q dello FF1 diviene bassa, S1 si apre ed S2 si chiude. C2, a questo punto si scarica tramite R2, R5 ed S2 sino a che la tensione ai suoi capi si riduce al di sotto di quella dell'ingresso analogico, allorchè l'uscita dell'IC1 torna di nuovo al valore alto. In corrispondenza del prossimo impulso di clock, l'uscita Q della FF1 diviene nuovamente alta, e l'intero ciclo si ripete.
Siccome C2 si carica e si scarica in modo esponenziale, ne consegue che più alto è il valore della tensione analogica d'ingresso, più lungo è il periodo di carica, e più piccolo è quello di scarica. Il risultato è che l'uscita dell'IC1 è un'onda quadra, che ha un periodo proporzionale alla tensione analogica d'ingresso. È da notare che ciò vale solamente quando il circuito è perfettamente equilibrato. La funzione non è ancora valida nella fase iniziale, mentre C2 si carica dallo zero.
Quando si preme il pulsante "inizio conversione" il flip-flop FF2 commuta. Ciò permette ai contatori IC5 ed IC6 d'iniziare il lavoro. Ambedue contano gli impulsi di clock, ma mentre IC6 conta ciascun impulso di clock, IC5 conta gli impulsi di clock solo mentre l'uscita Q dello FF1 è allo stato alto. Quando l'uscita Q12 dello IC6 diviene alta, FF2 è resettato e la conversione cessa.
Il conteggio raggiunto da IC5 è quindi proporzionale al tempo di lavoro dell'uscita Q dello FF1, che è a sua volta proporzionale al livello analogico d'ingresso. Se la tensione di riferimento è esattamente 2,048 V, il conteggio effettuato dall'IC5 è di 1.000 per un ingresso di 1 V. La linearità del prototipo era dell'1% ma tale parametro può essere probabilmente migliorato impiegando uno LF 357 come IC1, sebbene in tal caso occorra un'alimentazione simmetrica. È anche possibile variare la frequenza di clock variando il valore del C3 (minimo: 390 p per 50 kHz).
Per la regolazione del circuito, l'ingresso
Per la regolazione del circuito, l'ingresso sarà cortocircuitato a massa e P1 sarà regolato sino a che il conteggio proveniente dall'IC5 sia zero.
Per provare la funzionalità del convertitore, la tensione di riferimento sarà applicata all'ingresso analogico sino a che tutte le uscite dell'IC5 siano giunte allo stato alto (conteggio 2047).

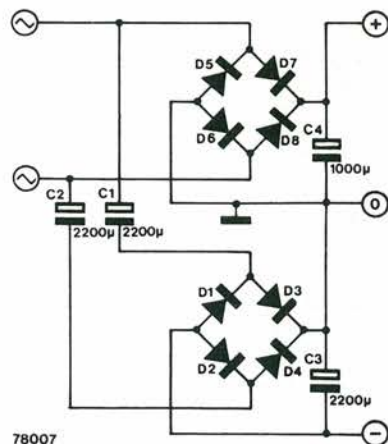
33 Regolatore dell'ampiezza stereo

Anche se l'idea non è nuova, almeno, questo circuito che regola l'ampiezza stereo, si distingue per la sua semplicità.
Un controllo di ampiezza stereo, s'impiega per regolare l'ampiezza di un'immagine stereofonica dal *mono* allo *stereo normale* allo *stereo estero* o "super stereo".
L'espansione dell'immagine stereofonica, si ottiene tramite una modulazione negativa incrociata tra i due canali, come dire che una porzione del segnale sinistro appare in controfase sul canale destro, e viceversa.
La modulazione incrociata positiva, su di un canale e sull'altro, è sommata in fase, ed in tal modo si ha la riduzione dell'immagine stereo, o il contrario.
Come il circuito funzioni, è semplice. Due amplificatori operazionali, con le resistenze R2, R2' ed R4 danno il 60% (− 4,4 dB) della modulazione incrociata alle uscite di IC1/IC1', mentre R3, R3' e P1 servono per variare la modulazione positiva incrociata.
Con il P1 posto al suo massimo valore di resistenza, la modulazione incrociata negativa alle uscite è di circa il 50% (−6 dB). Quando il P1 è regolato al minimo (con il suo alberino ruotato completamente in senso antiorario) i segnali d'uscita sinistro e destro sono identici (e si na quindi una sorta di funzionamento monofonico); se il P1 è portato nella posizione centrale, la modulazione incrociata positiva e negativa si cancellano a vicenda, e si ha il normale funzionamento stereofonico.
Il normale funzionamento stereo può essere ottenuto con ancor maggiore semplicità inserendo un deviatore a due vie, S1, in serie con R4/P1.

34 Filtro antironzio
impiegante una induttanza simulata

In moltissimi casi, è assai utile avere la possibilità di cancellare il capo spurio irradiato dalla rete-luce (50 Hz).
Il più semplice sistema per ottenere la funzione, è impiegare un filtro appositamente concepito per la frequenza di 50 Hz, che lasci passare tutti gli altri segnali inalterati, come dire un filtro selettivo, detto dagli anglofoni "notch filter". Il circuito tipico per il filtro detto appare nella figura 1.
Siccome un filtro centrato su 50 Hz e munito di un Q di 10 richiede una induttanza di circa 150 Henry, la miglior soluzione per realizzarlo consiste nel sintetizzare per via elettronica l'induttanza necessaria (vedi la figura 2).

I due amplificatori operazionali, assieme ad R2 ... R5, C2 e P1, offrono una simulazione quasi perfetta di una induttanza avvolta convenzionale, posta tra il terminale 3 dell'IC1 e la massa generale.
Il valore dell'induttanza ottenuta in tal modo, è uguale al prodotto dei valori di R2, R3 e C2 (come dire: L = R2 × R3 × C2). Per le regolazioni, tale valore può essere variato in una certa misura tramite il P1. Se il circuito è correttamente tarato, l'attenuazione ad un segnale di 50 Hz, va da 45 a 50 dB. Il circuito può essere impiegato come filtro antironzio in un misuratore della distorsione armonica, così come in un settore audio TV e simili.

Campanello che produce due segnali diversi 35

Diversi modelli di avvisatore acustico da porta del tipo che emette un "ding-dong" sono progettati in modo da dare un suono diverso se sono comandati da due pulsanti diversi (dalla porta di casa e dal citofono per es. o per i pochi fortunati, per la porta principale e quella di servizio).
Tuttavia, la maggioranza di questi dispositivi non ha tale comoda caratteristica, e questo articolo descrive un circuito che rende possibile ad un comune avvisatore di produrre due segnali diversi, uno a "ding-dong" per la porta d'ingresso, e l'altro solo monotonale per il citofono.
Nel circuito è incorporato un sussidio che impedisce agli impazienti di ripetere in breve tempo la chiamata. Quando il campanello della porta anteriore è premuto, il segnale ding-dong, suona per una volta e poi è inibito per cinque secondi circa. Il segnale "dong" che è meno stridente, può essere ripetuto dopo due secondi.
Il circuito funziona come ora spieghiamo: quando il primo campanello (S1) è premuto, C1 si carica rapidamente attraverso D2, R10 e le giunzioni base-emettitore del T3 e del T4. Questi transistori sono portati nella conduzione per un breve periodo, il che provoca il movimento del battacchio del campanello attraverso ed in basso, cosicchè si ha il "ding-dong".
Ovviamente, la campana non può più suonare dopo che il C1 si è scaricato tramite R1 e R2, e trascorrono allora alcuni secondi prima che la pressione sul pulsante abbia un esito. Se si ripete l'azionamento subito, non avviene nulla.
Quando si preme il secondo pulsante, S2, il monostabile che comprende T1 e T2 è sottoposto a trigger, T1 diviene conduttore e T2 passa in interdizione. C4 ora si carica lentamente via R8 ed R9.
T3 e T4 vanno in conduzione lentamente, portando il battacchio sula campana molto a rilento, sicchè il "ding" prodotto non si ode. Quando il monostabile resetta, dopo circa un secondo e mezzo, C4 si scarica rapidamente tramite D3 e T2. T3 e T4 s'interdicono ed il battacchio del campanello torna indietro con rapidità, producendo il suono "dong".
Se per i campanelli s'impiegano pulsanti luminosi, R1 ed R3 possono avere valori compresi tra 10 e 33 ohm con potenze di 2 W per adeguarsi alle necessità delle lampadine impiegate. Se non s'impiegano pulsanti luminosi, le resistenze dette possono avere un valore qualsiasi compreso tra 4k7 e 47 k.
Per l'alimentazione generale, si può reimpiegare il trasformatore da campanelli di origine. Il rettificatore a ponte deve essere in grado di erogare perlomeno 1 A.

Alimentatore speculare 36

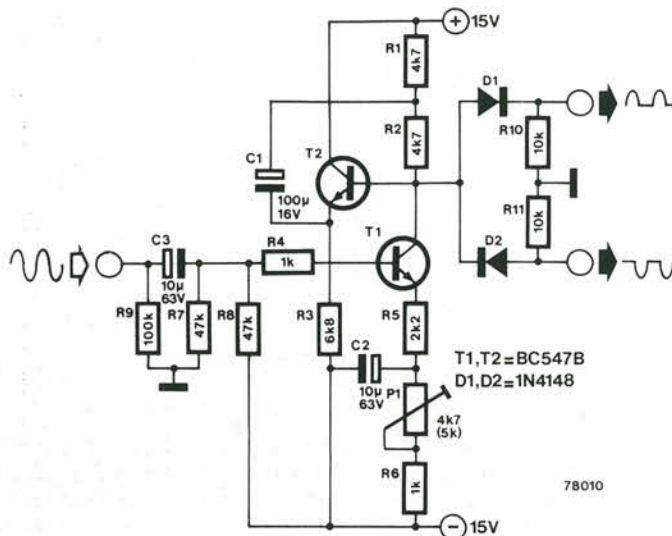
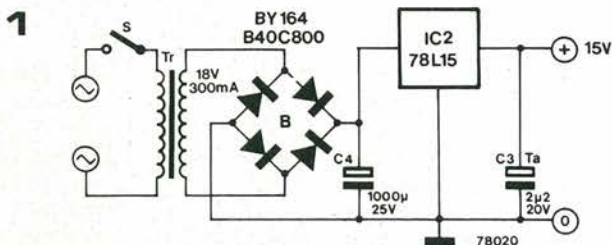
(H. Springer)

Vi sono diversi sistemi per ottenere una tensione negativa e ed una positiva, con lo zero comune, da un trasformatore munito di un solo secondario. Il circuito qui riportato, vuole essere un ulteriore contributo.
Il circuito, oltre al ponte normale, ne impiega uno secondario (D1 ... D4) che, tramite C1 e C2, è accoppiato capacitivamente al trasformatore. Poichè la tensione risultante è isolata in CC dal trasformatore, al quale è connesso l'altro ponte (D5 ... D8), il terminale positivo del C3 può essere collegato direttamente allo zero generale; in tal modo si ottiene un alimentatore simmetrico con positivo e negativo isolati.
Siccome (a causa dei C1 e C2) C3 è caricato tramite un'impedenza più alta di quella del C4, questo condensatore deve avere un valore più grande, rispetto al C4, altrimenti, l'impedenza interna e la tensione di ronzio residuo, sul ramo negativo, sarebbero diversi in modo notevole, rispetto al ramo positivo.
La tensione di lavoro dei condensatori deve essere almeno uguale a quella della tensione di picco del secondario del trasformatore.
Con i valori dati a schema, il circuito eroga all'incirca 0,1 A con una tensione di 15 V per il trasformatore ed un ronzio residuo di 1 V.
Naturalmente, si possono elevare tutti i valori di capacità al fine di ridurre il ronzio residuo, ma l'aumento deve essere proporzionale.
Per quanto riguarda i ponti da impiegare, questi devono avere delle caratteristiche tali da sopportare sia le tensioni di picco, che le massime correnti di carico.

37 Rettificatore veloce

I rettificatori di precisione che impiegano un diodo nell'anello di reazione di un amplificatore operazionale, sono ben noti. Simili arrangiamenti circuitali eliminano virtualmente la tensione di caduta diretta del diodo, e consentono l'accurata rettificazione di segnali anche molto piccoli. Tuttavia, siccome un amplificatore operazionale funziona ad anello aperto fino a che il diodo risulta polarizzato direttamente, la massima frequenza di lavoro del rettificatore è limitata dalla pendenza dell'amplificatore operazionale impiegato.

La rettificazione precisa dei piccoli segnali anche a frequenze audio piuttosto elevate, richiede l'impiego di un op-amp con un slew-rate alquanto elevato, e questi operazionali sono tutt'altro che economici. Fortunatamente vi sono altre soluzioni per costruire un rettificatore di precisione, e ne esponiamo qui una che ha il pregio d'impiegare dei transistori economici per piccoli segnali.

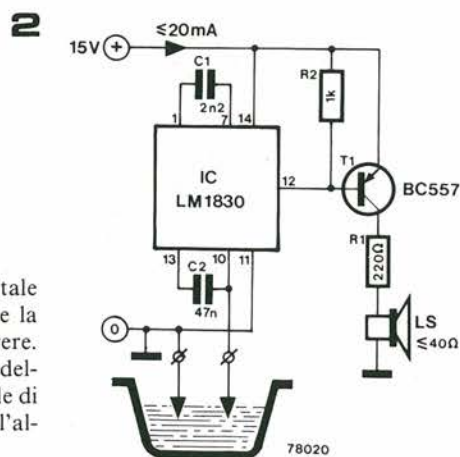
In questo circuito i diodi D1 e D2 sono pilotati in corrente, cosicchè le tensioni d'uscita che si sviluppano sulle resistenze di carico R10 ed R11 sono proporzionali alle correnti che attraversano i diodi e sono indipendenti dalle cadute di tensione che si verificano nel senso diretto. I segnali da rettificare sono portati al T1, e le correnti di pilotaggio per i due diodi sono ottenute collegando in "bootstrap" l'emettitore del T2 al punto di riunione di R1 ed R2. Una versione positiva rettificata a mezza onda del segnale all'ingresso, è presente su R10, e l'altra semionda su R11.

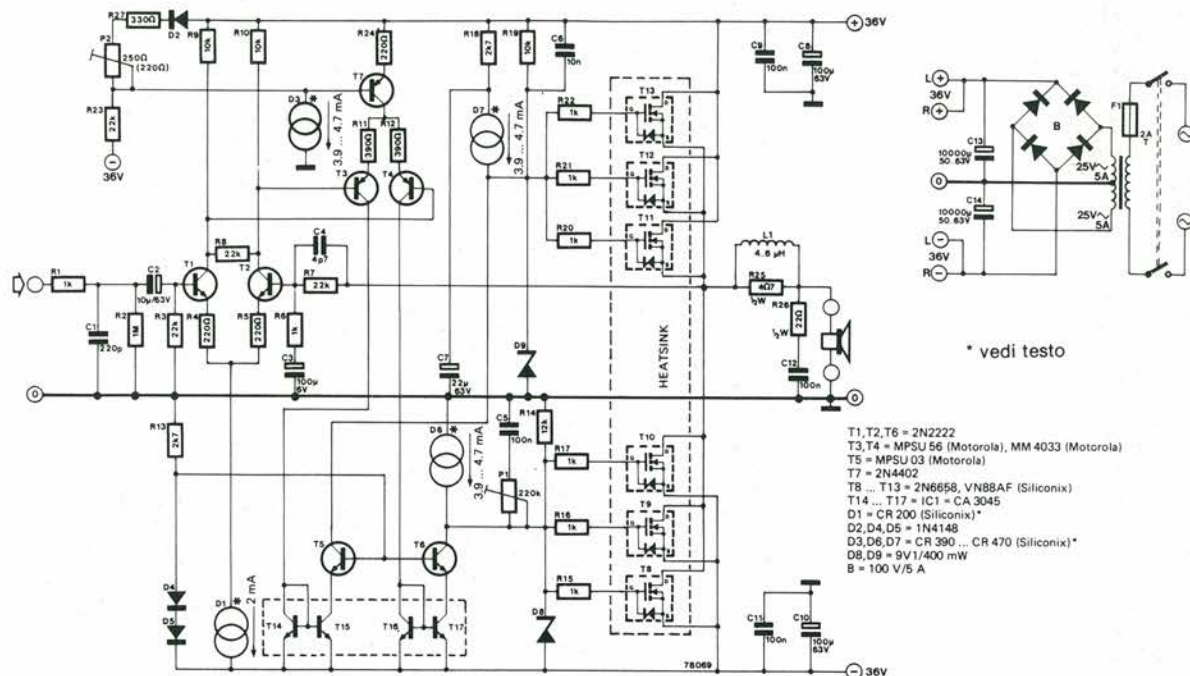
Se il segnale è visto con un oscilloscopio, non vi sono deviazioni di sorta da una vera semionda rettificata sino a frequenze oltre i 400 kHz e per segnali che eccedano i 2 V da picco a picco (ingresso sinusoidale). L'unica regolazione richiesta dal circuito è quella che serve per il P1; con questo, si deve far sì che senza segnale all'ingresso, la tensione di collettore del T1 sia esattamente zero.

38 Rivelatore-avvisatore del livello dei liquidi

Il progetto descritto impiega solamente un circuito integrato del tipo National Semiconductor LM 1830 e poche altre parti. L'IC detto può essere impiegato in tutta una gamma di avvisatori con diversi trasduttori, come delle LDR, dei termistori, o, come in questo caso, delle sonde per liquidi.

Quando gli elettrodi del probe sono immersi nel liquido, che logicamente deve essere conduttore, l'IC genera un segnale che scorre attraverso il liquido medesimo. L'impiego di un segnale invece che di una tensione CC, minimizza l'effetto di corrosione degli elettrodi.

Allorchè il liquido cala ad un punto tale da scoprire gli elettrodi, logicamente la corrente alternata non può più scorrere. Questo fatto, è rivelato, all'interno dell'IC, da un comparatore, ed un segnale di avviso è inviato al circuito che aziona l'altoparlante.

Il miglior materiale da impiegare per gli elettrodi è l'acciaio inossidabile, visto che è tra i più resistenti alla corrosione. Il probe, può essere facilmente costruito impiegando un paio di spiedini per carni in acciaio inossidabile, che in genere si trovano presso le ferramenta.

(National Semiconductor Applications)

Amplificatore audio con FET di potenza

39

I transistori FET di potenza sono già impiegati in un gran numero di amplificatori audio giapponesi.

Impiegando i V-FET di potenza costruiti dalla Siliconix, ora è possibile presentare un amplificatore audio che si presta anche alla costruzione casalinga, basato sulle application note della Casa. I vantaggi offerti dall'impiego dei V-FET negli amplificatori audio, sono considerevoi. Il modello 2N6658 impiegato in questo circuito, ha una frequenza di taglio di 600 MHz, eppure è completamente privo di quei difetti di breakdown secondario che sono la dannazione dei transistor bipolari per elevate frequenze. Il guadagno in corrente di un V-FET è virtualmente infinito, le caratteristiche di trasferimento sono estremamente lineari, per una corrente di Drain di 600 mA, ed il coefficiente di temperatura della corrente di Drain è negativo, cosicchè ogni problema legato alla valanga termica, è annullato automaticamente. La massima tensione Drain-Source del 2N6658 è 90 V, quindi più che adeguata per gli impieghi negli amplificatori audio. Ovviamente, la massima intensità per la corrente di Drain è di soli 2A e la massima dissipazione 25 W, cosicchè, se si desidera una potenza elevata, è necessario connettere più V-FET in parallelo, nello stadio finale: nel nostro caso s'impiegano gli elementi indicati come T8 ... T13.

Nei due rami dell'amplificatore s'impiegano FET dalla medesima polarità, quindi per il pilotaggio dei due gruppi si vede impiegare un segnale che sia in controfase. Ciò è più facilmente ottenuto se un segnale in controfase è già disponibile molto in precedenza, nel circuito, e nel nostro caso è disponibile addirittura dopo gli stadi d'ingresso, che consiste nella coppia differenziale T1/T2. Il segnale in controfase preso ai collettori di questi transistor, pilota una seconda coppia, ovvero T3/T4, e la relativa uscita in controfase T6/T16/T17, ciascuno dei quali comprende una sorgente d'intensità ed uno stadio cascode.

Per ottenere la polarizzazione in CC attraverso tutto l'amplificatore, s'impiegano dei diodi a corrente costante di Norton.

Si deve notare che, anche se è possibile impiegare qualunque tipo di diodo di Norton, dal CR390 al CR470, D3, D6 e D7 devono essere eguali.

Con l'alimentatore mostrato, che eroga una sufficiente potenza per la versione stereo dell'amplificatore, il circuito eroga 40 W per canale su di un carico di 8 ohm con una distorsione armonica dello 0,04% ad 1 kHz. La tosatura dei segnali non si verifica sino a 55 W su 8 ohm, ma sopra ai 40 W la distorsione cresce gradualmente. Lo slew-rate dell'amplificatore è 100 V/µs e l'uscita è protetta dai cortocircuiti.

Per concludere, alcune note sulla regolazione del circuito e sul montaggio. I sei FET d'uscita, devono essere montati tutti assieme ed accostati su di un singolo radiatore che abbia una resistenza termica inferiore a soli 2°C/W. Le resistenze dei Gates, da R15 a R16 devono essere montate il più vicino che si può rispetto ai reofori di Gate dei FET.

Per regolare l'amplificatore, lo si deve collegare temporaneamente ad un alimentatore stabilizzato, con il relativo limitatore di corrente posto tra 500 mA ed 1 A. In alternativa, si deve collegare una resistenza da 100 ohm e 10 W in serie a ciascuno dei collegamenti di Drain di T8 ... T10, e di T11 ... T13 per limitare le correnti in circolazione.

Prima di applicare tensione, P1 e P2 devono essere regolati al massimo valore e si deve connettere un milliamperometro in serie al ramo positivo dell'alimentazione. Acceso l'alimentatore, l'assorbimento deve essere di circa 40 mA. P2 deve essere di seguito regolato sino a che la corrente assorbita s'impenna bruscamente, dopo di che l'amplificatore deve essere lasciato a scaldare per circa cinque minuti. Trascorso tale periodo, la corrente può essere regolata tra 200 e 350 ma impiegando il P2. Infine, P1 deve essere regolato in modo da ottenere la minima distorsione ad una potenza di uscita di 10 W su 8 ohm, con una uscita sinusoidale di 1 kHz.

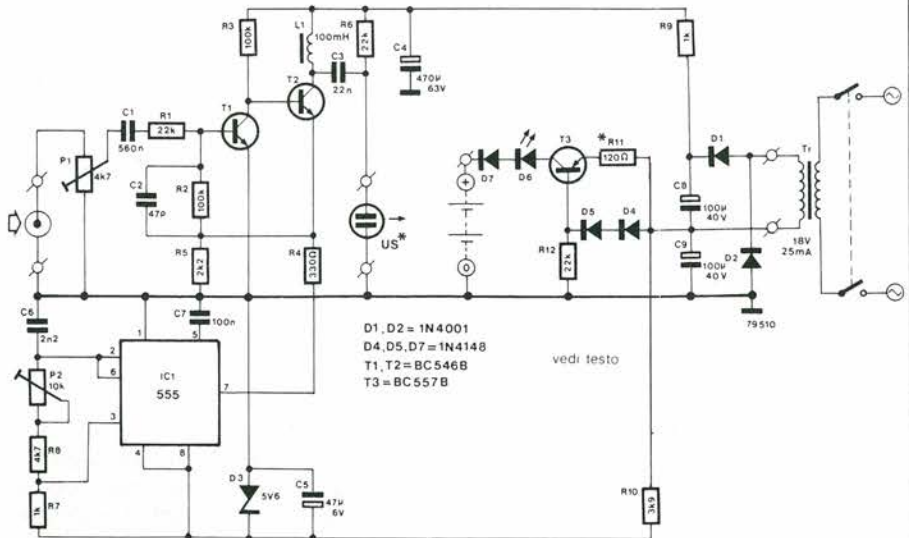
Se non sono disponibili gli strumenti indicati, per le misure dette, P1 può essere posto a metà corsa, o regolato ad orecchio.

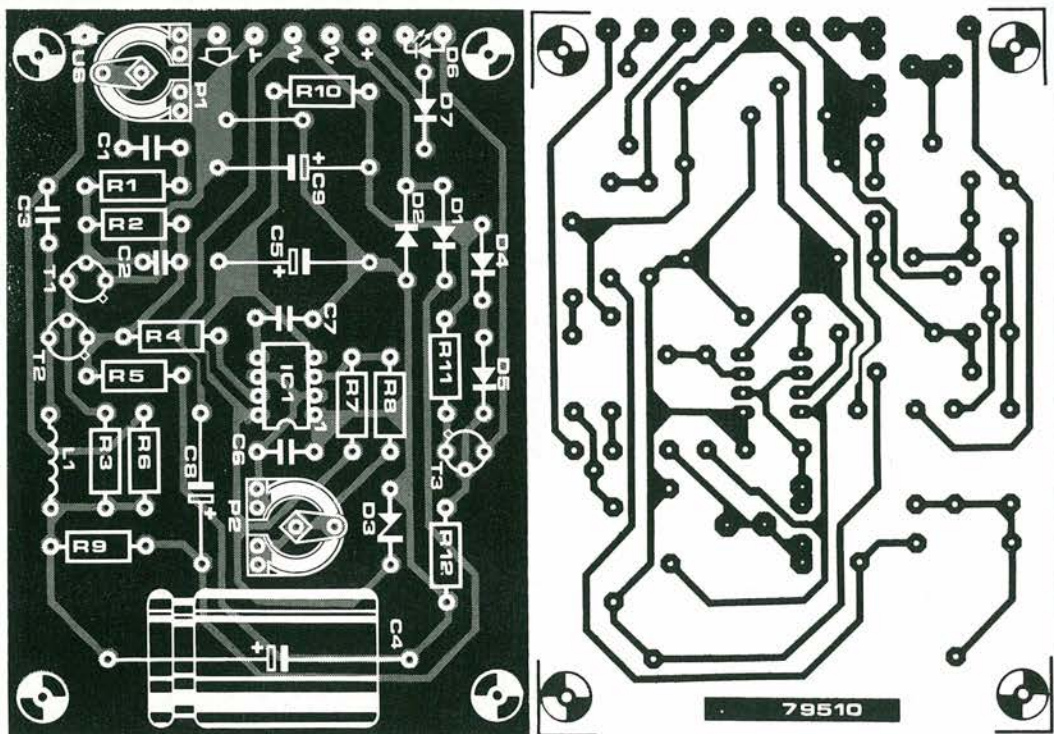
Bibliografia:
Siliconix Application note AN 76-3, e Design Aid DA 76-1.

40 Trasmettitore ultrasonico per cuffie

Considerando il progetto di un sistema di ascolto in cuffia "senza fili", si presentano tre possibili soluzioni pratiche: l'impiego di un "vero" trasmettitore RF con il relativo ricevitore; un sistema a raggi infrarossi che impieghi in emissione dei diodi IR ed in ricezione dei fotodiodi, infine, un ricetrasmettitore ultrasonico. Considerato che il primo metodo è illegale e che il secondo è alquanto complicato, nonché dispendioso, noi abbiamo scelto l'ultrasuono, desiderando di ottenere un trasmettitore/ricevitore ragionevolmente semplice ed economico.
Sempre in base alla massima semplicità, abbiamo scelto la modulazione in ampiezza (AM) invece di quella superiore da un punto di vista qualitativo, FM.
Tuttavia, con un progetto abbastanza ingegnoso per il ricevitore, è pur sempre possibile ottenere una qualità più accettabile anche dal funzionamento in AM. Il circuito di un interessante ricevitore, è descritto in seguito; nel prosieguo è trattato il trasmettitore.
A parte l'alimentatore, il circuito consta solo di due settori: un amplificatore audio (T1, T2) impiegante una reazione negativa, ed un multivibratore astabile (IC1).
Il transistor T2 è commutato in conduzione e nell'interdizione dall'astabile ad una frequenza ultrasonica. Quindi, al collettore di questo transistor vi è un segnale la cui ampiezza varia in relazione con il segnale audio all'ingresso, e la cui frequenza è determinata dal multivibratore astabile. Il segnale è irradiato da un trasduttore ultrasonico. Il progetto dello stadio amplificatore audio è concepito in modo (configurazione con massa virtuale) che il multivibratore astabile abbia un effetto trascurabile verso la qualità del segnale e che la distorsione sia minima.
La sensibilità d'ingresso dell'amplificatore audio è di circa 60 mV. La profondità di modulazione del segnale d'ingresso può essere variata tramite il P1, mentre la frequenza del multivibratore astabile, quindi quella del segnale ultrasonico irradiato, può variare da 15 a 35 kHz regolando il P2.
La frequenza di trasmissione ottimale, va cercata impiegando anche il ricevitore, e per il tipo di trasduttore impiegato.
L'alimentatore è estremamente semplice. Sul circuito stampato, vi è uno spazio previsto per una sorgente d'intensità controllata (T3), che può essere impiegata per ricaricare le batterie al nichel-cadmio del ricevitore, se s'intende usarle. La corrente di carica va da 6 a 7 mA, anche se tale parametro può essere aumentato modificando R11 come serve. Si possono impiegare diversi modelli di trasduttore ultrasonico. Circa questi ultimi, altre note saranno espresse nell'articolo sul ricevitore che segue.

Resistenze:
R1,R6,R12 = 22 k
R2,R3 = 100 k
R4 = 330 Ω
R5 = 2k2
R7,R9 = 1 k
R8 = 4k7
R10 = 3k9
R11* = 120 Ω
P1 = 4k7 Trimmer
P2 = 10 k Trimmer

Condensatori:
C1 = 560 n
C2 = 47 p
C3 = 22 n
C4 = 470 μ/63 V
C5 = 47 μ/6 V
C6 = 2n2
C7 = 100 n
C8,C9 = 100 μ/35 V

Semiconduttori:
D1,D2 = 1N4001
D3 = 5V6/400 mW diodo zener
D4,D5,D7 = 1N4148
D6 = LED
T1,T2 = BC 107B, BC 546B o equiv.
T3 = BC 177B o equiv.
IC1 = 555

Varie:
L1 = 100 mH
US Trasduttore ultrasonico (vedi testo)

Iniettore di segnali 41

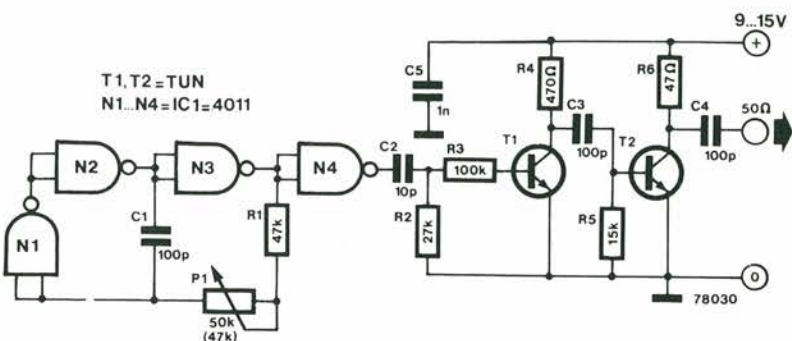
Questo semplice iniettore di segnali trova moltissimi impieghi nel campo delle riparazioni, nonchè degli allineamenti. Produce un inviluppo di uscita con la fondamentale a 100 kHz ed una serie di armoniche che si estendono sino a 200 MHz, ha una impedenza di uscita di 50 ohm.

N1, N2 ed N3, formano un multivibratore astabile che eroga un'onda quadra virtualmente simmetrica, con una frequenza, come abbiamo detto, di 100 kHz.

L'uscita dell'oscillatore è separata dal resto del circuito tramite la quarta gate NAND, N4.

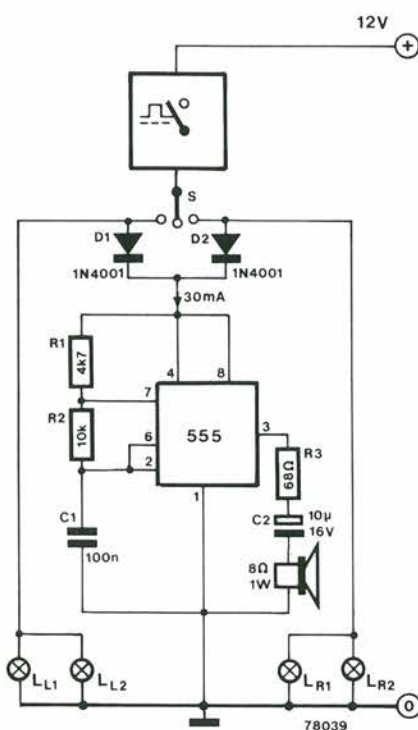
Siccome l'onda quadra è simmetrica, contiene solo armoniche dispari della frequenza fondamentale, e le armoniche più alte divengono abbastanza deboli a causa del tempo di salita, relativamente rallentato, dell'IC CMOS che s'impiega. Poichè invece è necessario che le armoniche più alte abbiano un livello ragionevolmente elevato, visto che il circuito dimostra la sua utilità anche su frequenze del pari alte, l'uscita di N4 è portata al differenziatore R2/C2. Questo, attenua la fondamentale in relazione alle armoniche, producendo un'onda aghiforme che è amplificata da T1 e T2. In tal modo si ha un segnale ricchissimo di armoniche, ed a causa del piccolissimo tempo in cui il segnale raggiunge lo stato alto, la potenza consumata dallo stadio finale, T2, è piccola.

La frequenza d'uscita può essere regolata tramite il P1. Se è necessario ottenere un segnale d'uscita dal valore assolutamente preciso, il segnale ricavato dall'iniettore può essere fatto "battere" con quello di uno standard primario di frequenza, o con una delle emissioni-campione dell'Istituto Galileo Ferraris, o di altre stazioni-campioni.

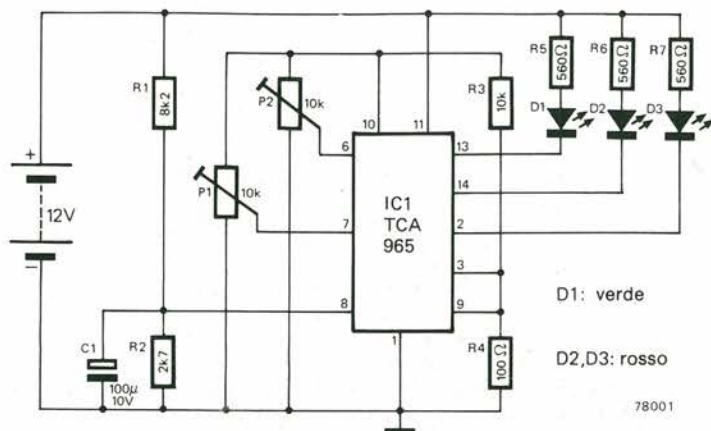
La stabilità in frequenza dell'apparecchio dipende in larga misura dal tipo di costruzione adottato. Per minimizzare gli effetti della capacità della mano che lo impiega, conviene montarlo entro una scatolina metallica schermante, munita di una uscita unica relativa al probe che porta il segnale all'esterno. Volendo, si può aggiungere un trimmer potenziometrico da 1 k in serie al P1 per ottenere una sintonia più fine.

Spia acustica per i lampeggiatori di direzione

Sebbene molto utili, gli indicatori di direzione che si autoazzerano quando l'auto riprende a procedere in linea retta, non sono infallibili.

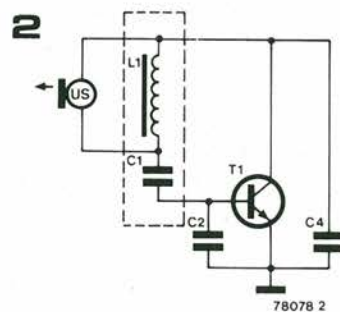
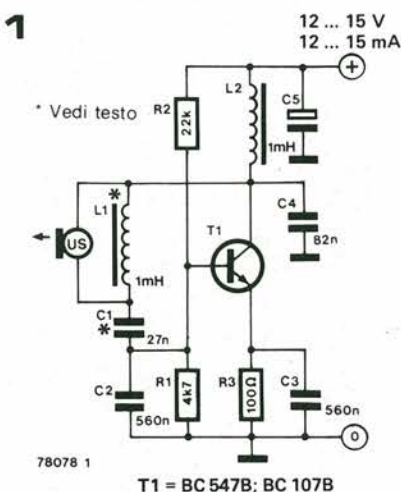
Per esempio, non tornano a riposo quando il volante ruota solamente per poco, e continuano inutilmente a lampeggiare. Un indicatore acustico della mancata cancellazione dei lampeggiatori è certo preferibile a quello visivo normalmente in dotazione perché più avvertibile, senza che il guidatore debba distogliere lo sguardo dalla via.

Il circuito che presentiamo consiste semplicemente di un timer 555 collegato come multivibratore astabile ad 1 kHz. L'uscita del 555 è più che sufficiente per pilotare un piccolo altoparlante. Quando il commutatore dei lampeggiatori (S) è posto sulla destra o la sinistra, la tensione della batteria è applicata al multivibratore tramite D1 oppure D2. Di conseguenza, il dispositivo produce dei richiami cadenzati con lo stesso ritmo dei lampeggiatori. Se lo si desidera, il volume può essere ridotto aumentando il valore di R3. La frequenza del "piip" è determinata dal C1. Per le automobili che hanno il positivo a massa, D1 e D2 devono essere inversi, ed il circuito del multivibratore "rovesciato", come dire che il collegamento tra C1 il terminale 1 dell'IC e l'altoparlante devono essere collegati agli anodi riuniti dei diodi, mentre R1, il terminale 4 dell'IC, il terminale 8 dell'IC devono essere portati tutti a massa.

12V
S
D1
1N4001
D2
1N4001
30mA
R1
4k7
R2
10k
C1
100n
555
R3
68Ω
C2
10µ
16V
8Ω
1W
LL1
LL2
LR1
LR2
78039

43 Monitore dello stato della batteria dell'auto

Nei mesi invernali, quando l'avviamento è difficile ed i fari devono essere impiegati più di frequente, è sin troppo facile che la batteria dell'auto sia scaricata sino ad un livello pericolosamente basso, specialmente se non s'incontra qualche giornata serena successiva.
Da tale constatazione è nato il progetto che presentiamo, un monitor continuo dello stato della batteria, che in pratica si è dimostrato estremamente utile.
Il sistema indica se la batteria è scarica, in buono stato, o eventualmente troppo carica.
Il circuito si basa sull'IC Siemens modello TCA 965. Questo IC è un comparatore a finestra completo tre Led pilotati direttamente dall'IC indicano se le tensioni d'ingresso sono comprese tra due livelli previsti di riferimento, se cadono a valori più piccoli del riferimento, o se sono ad un livello più grande del riferimento. L'IC prevede anche un'uscita della tensione di riferimento, che può essere impiegata per stabilire le soglie alte e basse delle "finestre".
Il circuito è alimentato con la batteria a 12V della vettura, e la tensione della batteria è anche inviata, tramite il divisore di potenziale R1/R2, all'ingresso monitor dell'IC.

La tensione di riferimento è portata agli ingressi di soglia tramite i trimmers P1 e P2, che servono per calibrare il circuito. La tensione ammissibile più bassa, per la batteria dell'auto da 12V nominali è di circa 11,5V e P1 deve essere regolato in modo tale che D2 s'illumini quando l'ingresso cala al di sotto di tale valore. Se la tensione della batteria sale al di sopra del valore di 14,5V vi è una chiara situazione di super-carica, il che dimostra che il regolatore è andato fuori uso. P2 deve essere allora ruotato in modo tale da produrre l'accensione del D3 per valori d'ingresso superiori a 14,5V. Tra 11,5V e 14,5 si deve accendere solo il LED verde che indica lo stato ottimale della batteria.
Si deve notare che i LED non si accendono o si spengono esattamente allo stesso valore di tensione. Ciò deriva da una isteresi di 60 mV che è incorporata nel circuito per evitare che i diodi elettroluminescenti inizino a lampeggiare, quando la tensione della batteria si avvicina ad uno dei livelli di soglia.
Application note Siemens

44 Trasmettitore per sistemi d'allarme ultrasonici

Molti trasduttori ultrasonici debbono operare a livelli d'ingresso di picco dell'ordine di 50...80V. Ciò implica la necessità d'impiegare un oscillatore ultrasonico seguito da un amplificatore (che abbia una alimentazione di 50...80V) per il pilotaggio del trasduttore. Tali stadi funzionanti a tensione elevata non possono che creare delle complicazioni tanto più che gli altri settori del sistema d'allarme, con ogni probabilità devono essere previsti per lavorare a tensioni molto più basse (per esempio 12...15V). La soluzione alternativa è far funzionare il trasduttore allo stesso livello di tensione limitato, ma in tal caso, logicamente si ha una riduzione nella portata conseguente.
L'oscillatore qui descritto, peraltro, pur impiegando un solo transistor, funziona tra 12 e 15V, ma eroga un segnale di 60V da picco a picco per il pilotaggio del trasduttore. Il circuito, basilarmente è un oscillatore di Pierce (vedi la figura 2). Il trasduttore è collegato in parallelo all'avvolgimento che determina la frequenza, L1, e la tensione sviluppata ai capi di questo è moltiplicato a causa del Q del circuito risonante.
La frequenza nominale di lavoro dell'oscillatore è 35 kHz, ma può essere variata modificando il valore di L1 ed del C1. Tuttavia, il quoziente L1/C1 deve rimanere entro il 10% del rapporto impiegato in origine (1mH/27 nF).

T1 = BC 547B; BC 107B

Ricevitore per sistemi d'allarme ultrasonici

Questo ricevitore ultrasonico può essere impiegato in coppia con il trasmettitore descritto in precedenza, per realizzare un sistema di allarme funzionante sul principio di Doppler. I segnali ultrasonici irradiati dal trasmettitore sono riflessi dall'oggetto che si muove nell'area di sorveglianza ed è ricevuto da questo apparecchio. Le riflessioni che giungono da qualunque oggetto in movimento, come un ladro, manifestano un leggero slittamento in frequenza, dovuto all'effetto Doppler. Miscelando i segnali slittati a causa dell'effetto Doppler con quelli normalmente riflessi da oggetti fermi, si ha una ciclica variazione nell'ampiezza del segnale ricevuto a frequenze molto basse, che dipendono dalla velocità dell'oggetto in movimento. Queste variazioni sono rivelate dal circuito del ricevitore ed impiegate per eccitare l'allarme.

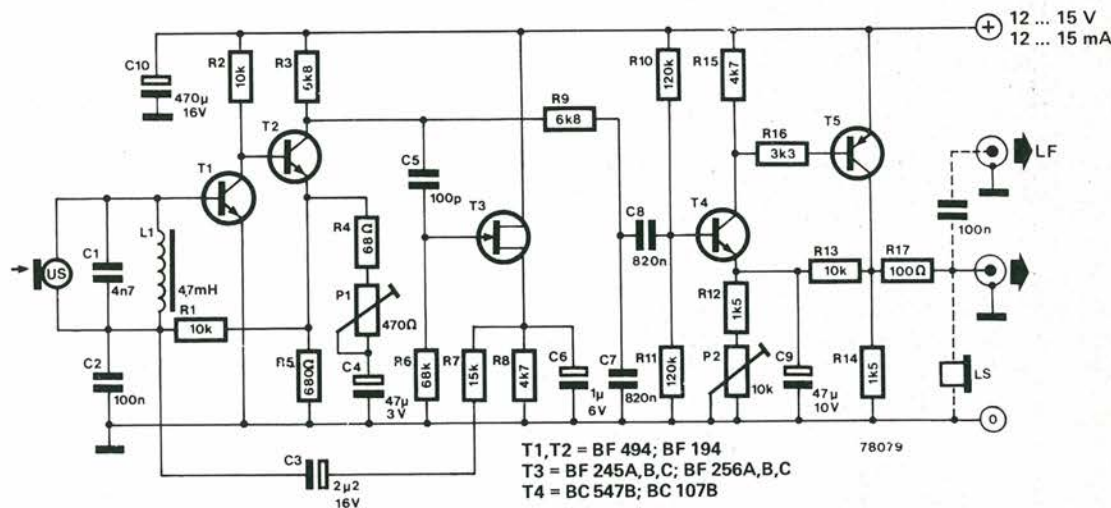
Il ricevitore impiega il principio di base reflex. I segnali ultrasonici sono amplificati dal T1 e dal T2. Il circuito oscillante L1/C1, collegato in parallelo al trasduttore migliora la sensibilità. A causa del filtro passabasso R9/C7, i segnali ultrasonici amplificati non possono raggiungere la base del primo stadio amplificatore di bassa frequenza, T4. Di conseguenza, attraversano C5 e sono rettificati allo stadio rivelatore del tipo "ad impedenza infinita" che utilizza il FET T3. Un filtro passabasso che comprede R7 e C2 toglie le componenti ad alta frequenza del segnale, mentre C3 funge da blocco per le tensioni CC.

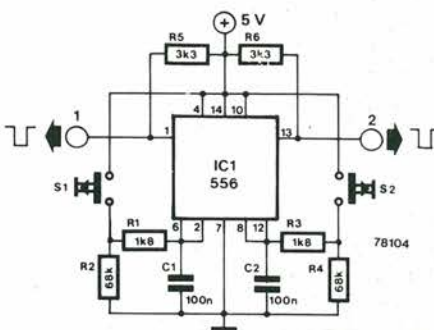
Il segnale che appare ai capi del C2, rappresenta quindi l'inviluppo a bassa frequenza del segnale ultrasonico ricevuto, che logicamente proviene dalla variazione dell'ampiezza generata dallo slittamento Doppler. Il segnale a bassa frequenza passa attraverso ad L1, che è virtualmente un cortocircuito per delle frequenze tanto basse a da questa giunge a T1 e T2. I transistori ultimi, detti, amplificano quindi al tempo stesso i segnali ultrasonici e quelli a frequenza bassissima, così come avviene in certi ricevitori per i segnali di media frequenza ed audio.

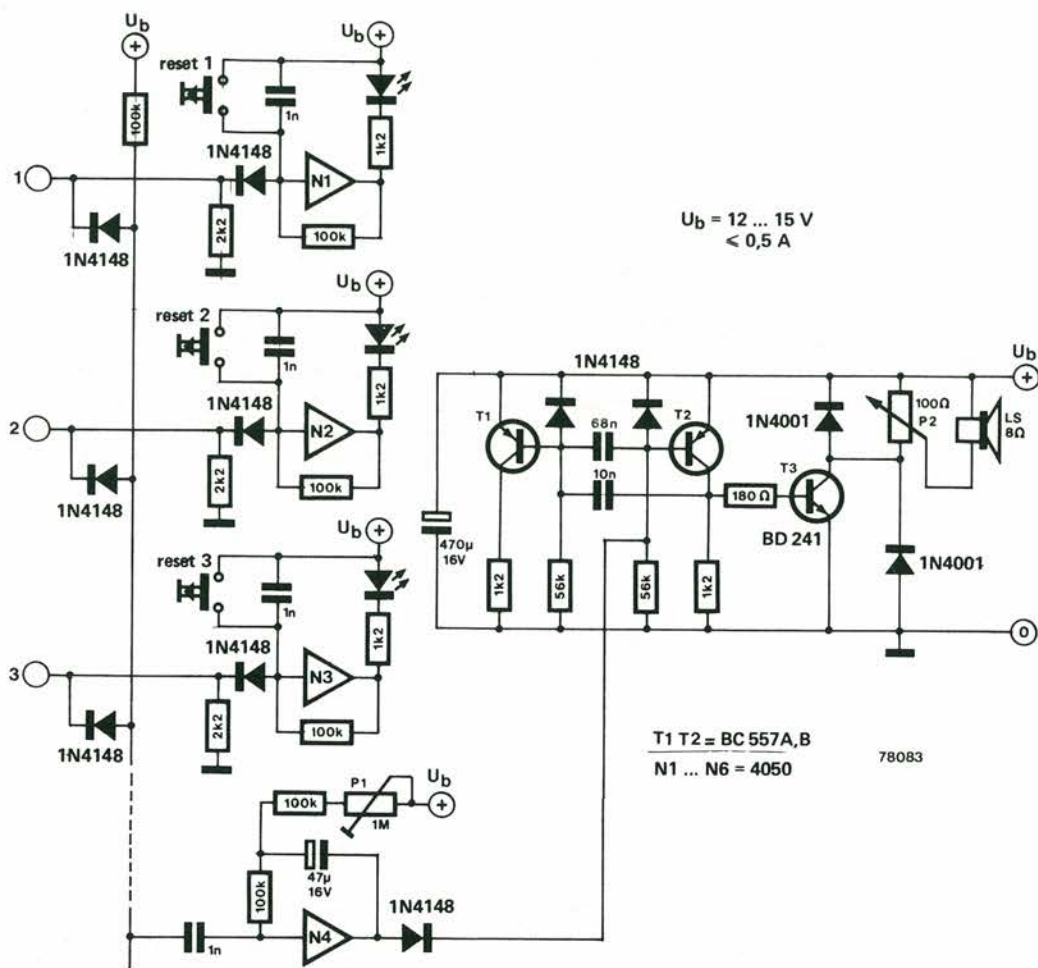
Dopo l'amplificazione, i segnali a frequenza molto bassa attraversano il filtro passabasso formato da R9/C7 giungendo agli stadi finali T4/T5.

In relazione a come è regolato P2, gli stadi detti possono funzionare sia linearmente che in forma di trigger di Schmitt. Nel funzionamento a trigger, T5 è normalmente nella conduzione ed in tal modo la sua uscita è alta. Quando un segnale giunge alla base del T4, l'uscita diviene bassa. Nel funzionamento lineare il segnale a frequenza bassissima può essere reso udibile tramite un paio di cuffie o un piccolo altoparlante collegato all'uscita.

Per regolare il ricevitore, il P2 deve essere ruotato (senza segnale ultrasonico all'ingresso) sino a che l'uscita pervenga al livello alto. Subito dopo, si accende il trasmettitore e si regola il P1 sino a che si raggiunge la sensibilità richiesta.

(Vedi i circuiti 44 e 47).

Circuito anti-rimbalzo

Diversi circuiti a microprocessore pongono dei requisiti particolari per quel che si riferisce alla durata di determinati segnali. Se questi segnali sono generati da un normale interruttore a pulsante azionato a mano, o a leva (del genere con ritorno automatico), s'impiega un circuito antirimbalzo normalmente costituito da un flip-flop del tipo RS, ma questo non sempre è del tutto sicuro, perché vi è sempre la possibilità che l'interruttore sia rilasciato prematuramente.

Il circuito esposto, assicura che il livello del segnale sia mantenuto per un certo tempo dopo che l'interruttore è lasciato tornare a riposo. L'esatta durata del tempo è determinata dai valori di R1, R2 e C1 per l'interruttore S1, e da R3, R4 e C2 per l'interruttore S2. Se si preme S1, l'uscita 1 diviene bassa, mentre se si preme S2, analogamente l'uscita 2 diviene bassa. Siccome il 556 ha gli stadi d'uscita a collettore aperto, lo si può facilmente collegare in una configurazione "OR".

47 Indicatore per allarme ultrasonico

Questo circuito può essere impiegato per collegare l'un l'altro diversi ricevitori ultrasonici (vedi i circuiti 44 e 45) e questi ad una centralina. Può anche essere impiegato in unione all'allarme infrarosso descritto altrove in questo stesso numero. Il circuito eroga un'indicazione acustica ed una visiva (a LED) dell'allarme che è scattato.

L'indicatore consiste in un certo numero (nello schema se ne vedono tre) di flip-flop, ciascuno dei quali è connesso all'uscita del ricevitore interessato. I flip-flop sono derivati dal circuito del "Supersemplice interruttore a sfioramento" descritto in precedenza. Il flip-flop è commutato da un livello logico "0" all'uscita del ricevitore, che diviene appunto basso quando è nello stato di allarme, ovvero al suo ingresso.

Il LED corrispondente si accende, e rimane acceso sino a che il flip-flop torna allo stato originale premendo il pulsante di reset.

Uno o più degli ingressi che giungono allo stato logico basso, danno anche il trigger al monostabile realizzato attorno ad N4. Quest'ultimo, a sua volta, pilota il generatore ad onde quadre che utilizza T1 e T2. Il segnale quadro risultante, è portato all'altoparlante tramite uno stadio finale, T3.

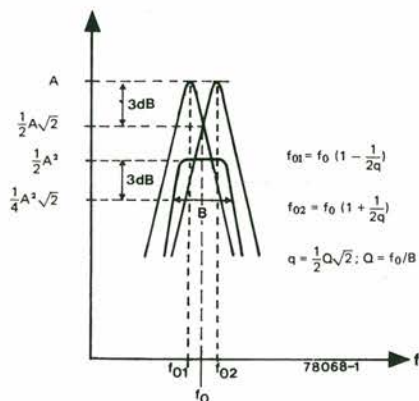
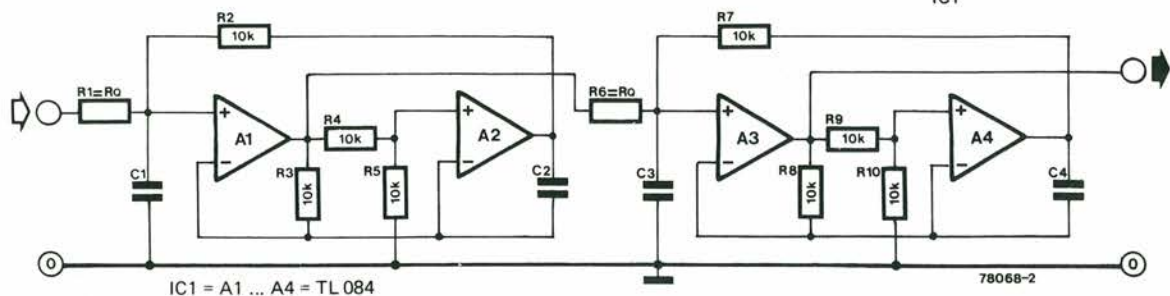
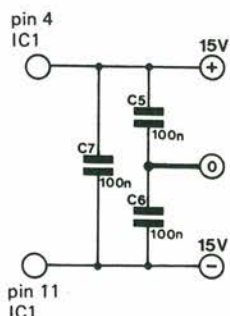
Tiamite il P1, si può variare la durata dell'allarme da uno o due a diverse decine di secondi; il controllo di volume è ottenuto tramite il P2.

Il numero degli ingressi può essere aumentato all'infinito, semplicemente ripetendo il circuito del primo flip-flop per tutte le volte che si desiderano.

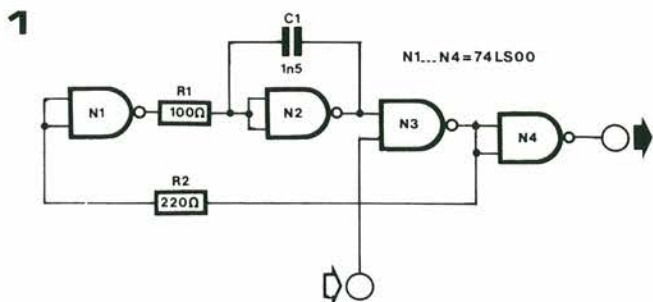
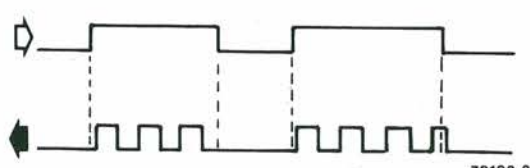
Impiegando un 4050, è possibile realizzare un circuito di allarme per cinque sistemi d'ingresso.

48 Filtro selettivo passabanda

Vi sono un certo numero di applicazioni pratiche, come ad esempio nei filtri degli analizzatori di spettro audio in tempo reale, nei quali si richiede un filtro passabanda che abbia una elevata selettività, ed al tempo stesso un responso virtualmente piatto alla frequenza che deve attraversare. I semplici filtri selettivi risonanti, non possono adeguarsi alle specifiche dette perché la selettività richiede un alto Q (fattore di qualità) mentre la piattezza nella risposta può essere ottenuta con un Q basso.

Un solo filtro, non può certo soddisfare tali necessità contrastanti.

Una soluzione al non facile problema, è connettere in cascata due filtri selettivi con il centro-frequenza di ciascuno leggermente slittato. Ciascun filtro ha lo stesso guadagno (A) alla frequenza centrale, ed il medesimo fattore di qualità Q, ma la frequenza centrale è diversa (fo1 ed fo2). La frequenza centrale della combinazione in cascata è fo, la frequenza alla quale le due curve di responso si sovrappongono. Assicurandosi che il guadagno dei filtri individuali sia $^1/_2 A \sqrt{2}$ all'intersezione, il guadagno combinato alla fo è A, ed il responso ha la massima piattezza per la frequenza da lasciar passare.
Un circuito pratico per questo arrangiamento di filtri è mostrato nella figura 2. Posto il valore desiderato per la frequenza centrale fo, ed il Q necessario per la banda passante B, i valori per i componenti R1, R6 e da C1 a C4 possono essere calcolati tramite le equazioni tracciate accanto alle curve e sopra al circuito.

Generatore di onde quadre del tipo stop-start

Nei circuiti digitali ché devono convertire le informazioni parallele in dati seriali, si usa sovente un generatore "stop-start", ovvero ad azione periodica.
Uno dei sistemi più in uso, è impiegare l'oscillatore come clock di un contatore che ha l'uscita comparata ai dati paralleli. Inizialmente, il contatore è resettato; di conseguenza l'oscillatore esterno inizia a lavorare, dando il clock al contatore; quando il conteggio giusto è raggiunto, l'oscillatore si blocca. Il risultato è un treno d'impulsi (clock), la lunghezza del quale corrisponde al numero binario espresso nei dati paralleli.
In questo tipo di applicazione, non è sufficiente fornire una interruzione periodica (gate) all'uscita di un oscillatore libero, autoeccitato, visto che il segnale "enable" o di inizio, normalmente non è sincronizzato con l'oscillatore.
Il circuito ora descritto è veramente azionato e posto a riposo tramite un segnale di sincro, e si è dimostrato attendibilissimo in pratica, nonché molto stabile per frequenze di uscita che giungono a 10 MHz.
Sino a che l'ingresso di controllo (N3) rimane alla logica 0, tutto il complesso oscillatore è bloccato; di conseguenza, l'uscita di N4 rimane nello stato logico 0. Se all'ingresso giunge uno stato logico 1, l'oscillatore inizia immediatamente a lavorare con un ritardo che dipende unicamente dal tempo di propagazione attraverso N3 ed N4.

50 Ricevitore ultrasonico per cuffie

Prima di descrivere il circuito di questo ricevitore, vi è un punto da ponderare. Anche se si tratta di un dispositivo progettato per il funzionamento con i sistemi di trasmissione ultrasonici, in pratica il tutto è assai più flessibile di ciò che potrebbe sembrare. Se per esempio il trasduttore ultrasonico è sostituito con un sistema LC adatto (sintonizzabile), si ottiene un "convenzionale" ricevitore che lavora in AM. Il circuito può anche essere impiegato come radiobussola (direction finder) nelle frequenze che sono comprese tra 10 kHz e 30 MHz.

Il ricevitore opera secondo il funzionamento definito dagli inglesi "exalted carrier", non molto diffuso, odiernamente. Lo schema a blocchi di figura 1 mostra il funzionamento di un dispositivo del genere.

I segnali ultrasonici ricevuti, sono amplificati (blocco A) prima di giungere ad uno stadio limitatore, che rimuove ogni traccia di modulazione in ampiezza e lascia la sola portante.

La portante, è quindi moltiplicata con il segnale non limitato in AM nel blocco X. Come prodotto si hanno due segnali: il primo è quello di modulazione, ed il secondo è un segnale che ha una frequenza doppia rispetto a quello d'ingresso.

L'uscita del moltiplicatore è inviata ad un filtro passabasso che rimuove le frequenze più elevate della modulazione, in tal modo, si ricava il segnale audio, che può essere inviato ad un semplice amplificatore (blocco ALF) e da questo alle cuffie. Per assicurarsi che le differenze nel segnale all'ingresso abbiano un effetto il più

Elenco componenti

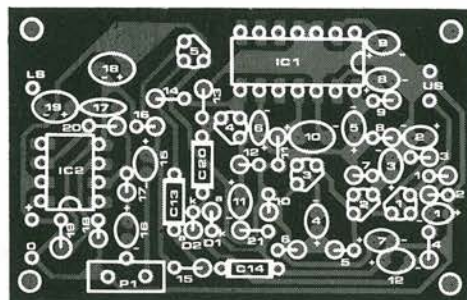
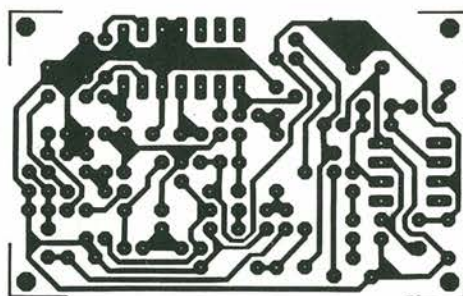
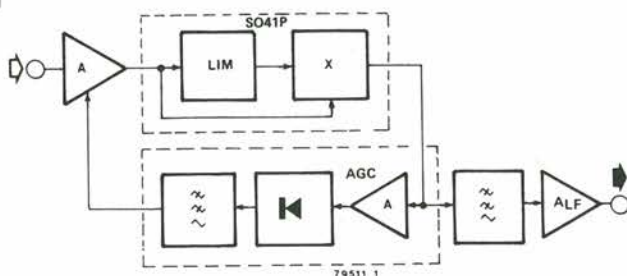
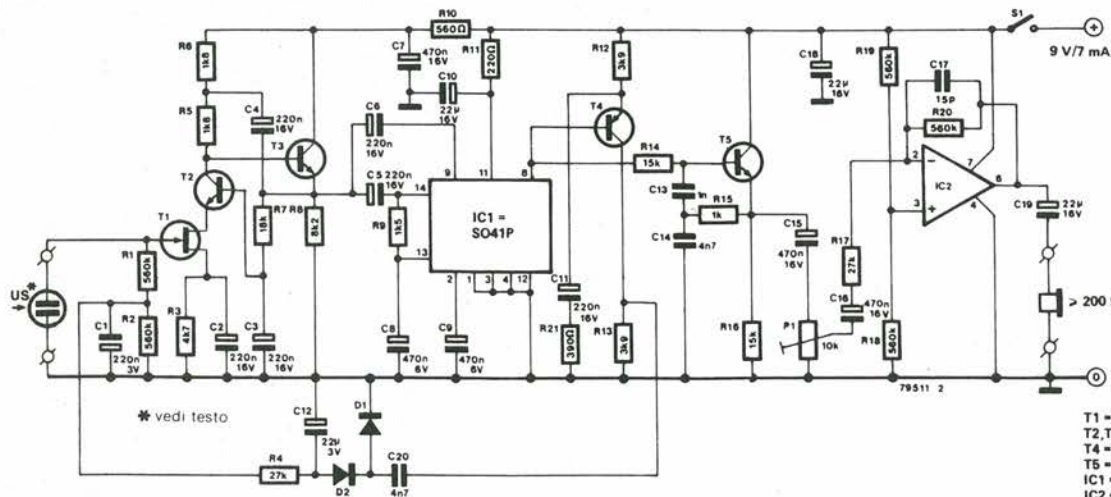
Resistenze:
R1,R2,R18,
R19,R20 = 560 k
R3 = 4k7
R4,R17 = 27 k
R5,R6 = 1k8
R7 = 18 k
R8 = 8k2
R9 = 1k5
R10 = 560 Ω
R11 = 220 Ω
R12,R13 = 3k9
R14,R16 = 15 k
R15 = 1 k
R21 = 390 Ω
P1 = 10 k trimmer

Condensatori:
C1,C2,C3,C4,C5,C6,
C11 = 0.22 μ/16 V Tantalio
C7,C8,C9,C15,C16 = 0.47 μ/16 V Tantalio
C10,C18,C19 = 22 μ/16 V Tantalio
C12 = 22 μ/3 V Tantalio
C13 = 1 n
C14,C20 = 4n7
C17 = 15 p

Semiconduttori:
D1,D2 = 1N4148
T1 = BF 256B
T2,T3 = BF 494
T4 = BC 179C, BC 559C o equiv.
T5 = BC 109C, BC 549C o equiv.
IC1 = SO41P
IC2 = 741 (MiniDip)

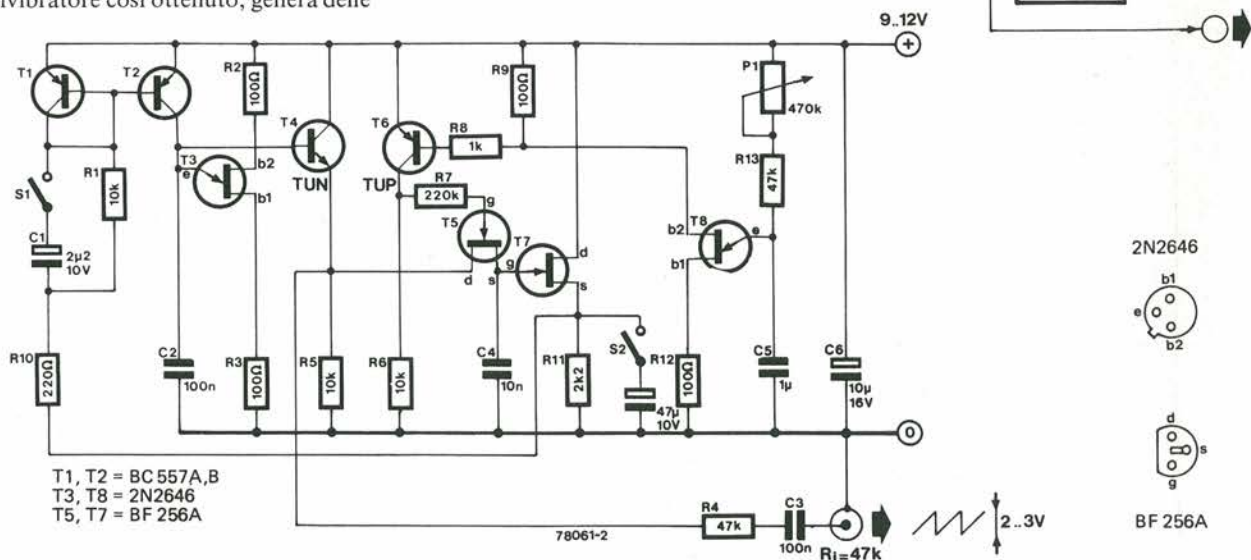
Varie:
Trasduttore ultrasonico (vedi testo)

1

2

piccolo possibile sull'audio, un circuito è provvisto di un semplice controllo automatico di guadagno (AGC). A questo fine, l'uscita del moltiplicatore è amplificata, filtrata, rettificata e ri-inviata tramite un filtro passabasso all'amplificatore d'ingresso in forma di CC di controllo. Di conseguenza, più grande è l'ampiezza del segnale all'ingresso, minore è il guadagno dello stadio d'ingresso.
Lo schema elettrico del ricevitore appare nella figura 2. L'amplificatore d'ingresso è formato da un FET modello BF256B (T1) connesso in cascata con un transistor convenzionale per RF (T2). Il segnale amplificato d'ingresso è inviato tramite un emitter follower T3 ad un integrato S041P (IC1), che combina un limitatore ed un moltiplicatore.
L'uscita del moltiplicatore (terminale 8) è a sua volta applicata, tramite un filtro passabasso attivo che comprende T5, ad uno stadio d'uscita audio formato da 741 (IC2). Il potenziometro P1 serve come controllo di volume.
Il circuito AGC comprendente l'amplificatore T4, nonché i diodi rettificatori D1 e D2 che erogano la tensione negativa direttamente proporzionale al livello del segnale d'ingresso; questa tensione è applicata al gate del FET T1. L'alta impedenza in gioco (500 kΩ) e la bassa capacità dell'ingresso (5 pF) rendono possibile l'impiego di una moderna capsula microfonica ad elettreto come trasduttore. I modelli AKG CK40/33, CK40/36 danno i migliori risultati. Un po' meno sensibili, ma ancora accettabili, sono i modelli CK40/37 e CK40/38.
Per il trasduttore del trasmettitore, si possono scegliere i modelli AKG CK5011, CK5015, e se non è proprio necessaria una portata molto importante, il modello CK5013 è il migliore di tutti.
Oltre ai modelli detti, vi è un numeroso gruppo di trasduttori Valvo e Murata che sono più o meno altrettanto validi, sia per il ricevitore che per il trasmettitore. Se il sistema serve solamente per la ricetrasmissione del parlato, il trasduttore MA 40L1R della Murata rappresenta un'ottima scelta.
Se si montano tutti i componenti "in verticale" il circuito stampato può risultare estremamente compatto. Siccome il circuito può essere alimentato con una pila da 9V, si può a ragione parlare di ricevitore miniaturizzato.
Tenendo presente la larghissima banda passante del ricevitore, il trasduttore deve essere collegato direttamente all'ingresso del circuito; tra i due non vi devono essere fili prolungati!

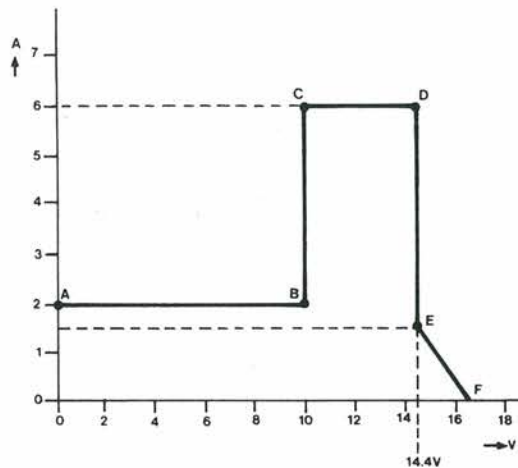
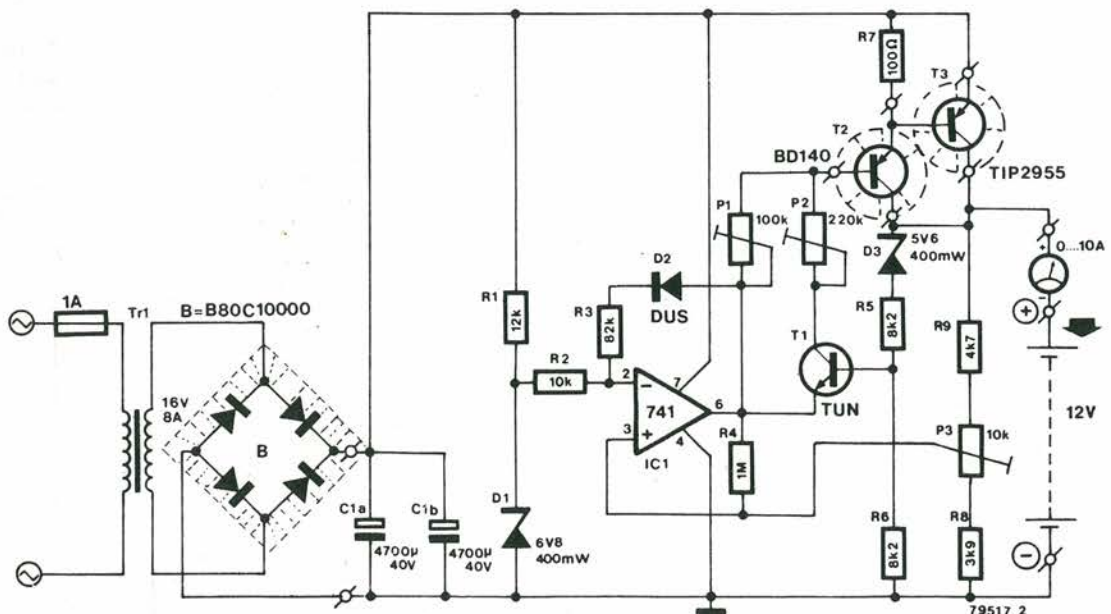
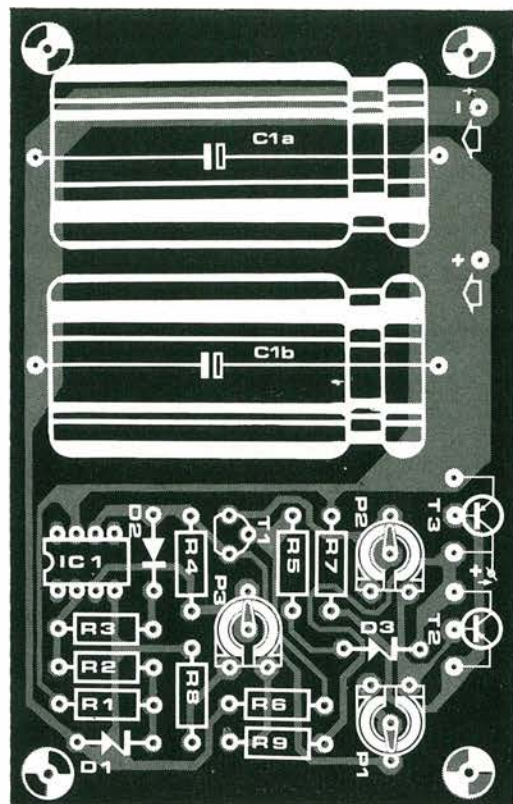
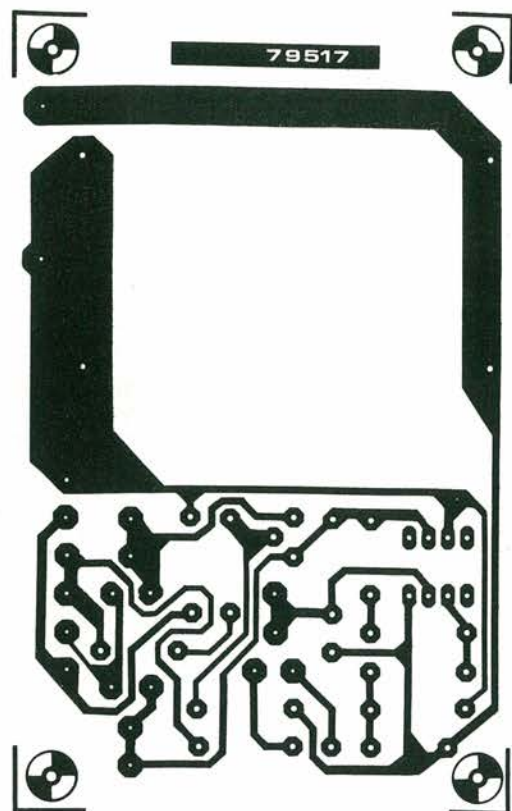
Melodie a denti di sega

51

Come avviene per la maggioranza dei generatori di melodie autoeccitanti, questo circuito consiste di un oscillatore controllato in corrente, e del relativo sistema di controllo. Un sistema per realizzarlo, sarebbe stato adottare un PLL (sistema ad agganciamento di fase).
Vi è però una variante del PLL che è il PLL "sample-and-hold", che ha il vantaggio di essere sensibile per quanto riguarda la frequenza, ad un segnale in tensione a dente di sega. Il circuito presentato si basa su questa disposizione, salvo che il funzionamento PLL è prevenuto da una connessione dalla polarità volutamente erronea dell'oscillatore, che impedisce l'agganciamento stabile.
La figura 1 mostra il circuito a blocchi, e la figura 2 lo schema elettrico completo. L'oscillatore controllato in corrente, comprende la coppia differenziale T1 + T2, ed il generatore unigiunzione T3. Il multivibratore così ottenuto, genera delle onde a dente di sega che sono amplificate dal T4, che ha anche la funzione di separatore. Il T5 con il T7, forma il ben noto circuito campionatore, per il quale gli impulsi di selezione sono generati da un altro transistore unigiunzione, T8, e passanti attraverso il T6 per raggiungere il gate del T5.
Quando il circuito è azionato con l'interruttore S1 aperto ed S2 chiuso, produce un segnale che rassomiglia al suono della "sega cantante" che adoperano i clown dei circhi, per chi non lo conosce, una sorta di acutissima chitarra awayiana. Quando S2 è aperto, ed S1 e chiuso, il suono è "saltellante". Con ambedue gli interruttori chiusi, il circuito produce una sorta di gracidìo da pappagallo, strillante.
Il potenziometro P1 può essere impiegato per variare sia il tempo che le "frasi melodiche".

52 Caricabatterie automatico

La ricarica delle comuni batterie al piombo, è ritenuto un lavoro tra i più elementari. Se la si pensa così, però, non conviene fare molto conto sulla vita operativa delle batterie. Volendo far durare al massimo le batterie, al contrario, si deve limitare appropriatamente e più volte il ciclo di carica.
La figura 1 illustra il ciclo di carica ideale e la relativa corrente di ricarica per una normale batteria al piombo da 12V che si assume come completamente scarica.
Durante la prima fase (tratto A-B), si deve impiegare una intensità di carica limitata, almeno sin che la scarica raggiunga approssimativamente il valore di 10V. Questa limitazione nella corrente di carica è necessaria per essere certi che il caribatterie non sia sottoposto ad una eccessiva dissipazione. Durante il periodo successivo (tratto C-D), l'accumulatore è caricato con la "corrente di carica per 5 ore". La grandezza di questa corrente è determinata dividendo la normale capacità della batteria in ampére-ora (Ah) per 5.
Al termine di questo periodo, la batteria dovrebbe essere caricata a 14,4V, ed allora può avere inizio la fase terminale (E - F). La batteria, in questa fase, deve essere caricata con una corrente molto debole tendente a zero allorché la tensione dell'accumulatore raggiunge i 16,5 V.
Il circuito qui descritto (vedi la figura 2) serve per erogare un ciclo di carica che segue la curva commentata in precedenza. Se la batteria è completamente scarica (eroga una tensione < 10V), una piccola corrente scorre tramite D3, quindi T1 è interdetto.
L'uscita dell'IC1 rimane allo stato basso, cosicché la corrente di base dei transistori T2 e T3, e di conseguenza l'intensità di carica, è unicamente determinata dalla posizione del P1.
Se la tensione della batteria è compresa tra 10 e 14V, il D3 risulta polarizzato nel senso diretto e T1 quindi conduce. L'uscita dell'IC1 rimane bassa, quindi la corrente della batteria è ora determinata da P1 e P2 assieme. Se la tensione al cursore del P3 è più grande della tensione di zener del D1, a causa della reazione positiva che si realizza tramite la R4, la tensione d'uscita dell'IC1 va allo stato alto, con un valore che è determinato dalla tensione di zener del D1 e dalla caduta di tensione diretta sul diodo D2. Come risultato il T1 è posto nello stato d'interdizione e la corrente di carica è ancora una volta determinata dalla regolazione del P1. Per avere l'adeguamento alla fase di carica A - B, l'uscita alta dell'IC1 è limitata tramite il P1 cosicché la corrente di carica è ridotta. Siccome il D2 è polarizzato direttamente, l'effetto delle resistenze R2 ed R3 è di riunire gradualmente l'intensità man mano che la carica della batteria continua a salire.
Per calibrare il circuito, P3 deve essere regolato in modo tale che l'uscita dell'IC1 divenga elevata quando l'uscita (come dire la tensione della batteria) giunge a 14,4V.

1

2

Elenco componenti

Resistenze:
R1 = 12 k
R2 = 10 k
R3 = 82 k
R4 = 1 M
R5,R6 = 8k2
R7 = 100 Ω
R8 = 3k9
R9 = 4k7
P1 = 100 k trimmer
P2 = 220 k . . . 250 k trimmer
P3 = 10 k trimmer

Condensatori:
C1a = C1b = 4700 μ/40 V

Semiconduttori:
T1 = TUN
T2 = BD138, BD140
T3 = TIP2955
D1 = 6V8, 400 mW diodo zener
D2 = DUS
D3 = 5V6, 400 mW diodo zener
IC1 = 741

Varie:
Tr = 16 V, 8 A trasformatore
B = B80C10000 rettificatore di ponte
fusibile = 0.5 A slo-blo

Tramite il P1 la corrente del tratto terminale va regolata in modo che sia quella da erogare per una carica di 20 ore (la capacità della batteria in Ah divisa per 20), allorché l'uscita raggiunge i 14,5 oppure 15V. Infine, con una tensione per la batteria compresa tra 11 e 14V, il P2 va regolato per ottenere l'intensità che si userebbe per una carica di 5 ore.
La corrente iniziale di carica (tratto A-B della curva), è regolato sulla base del valore di quella terminale, e dipende più che altro dalle caratteristiche dei transistori impiegati. Per tale ragione, può essere più grande dell'altra di un 30%, e sino ad un 100%.

Siemens Components Report, Volume XIII, N° 1, marzo 1978

Ammutolitore per disc-jockey 53

R. Vanwersch

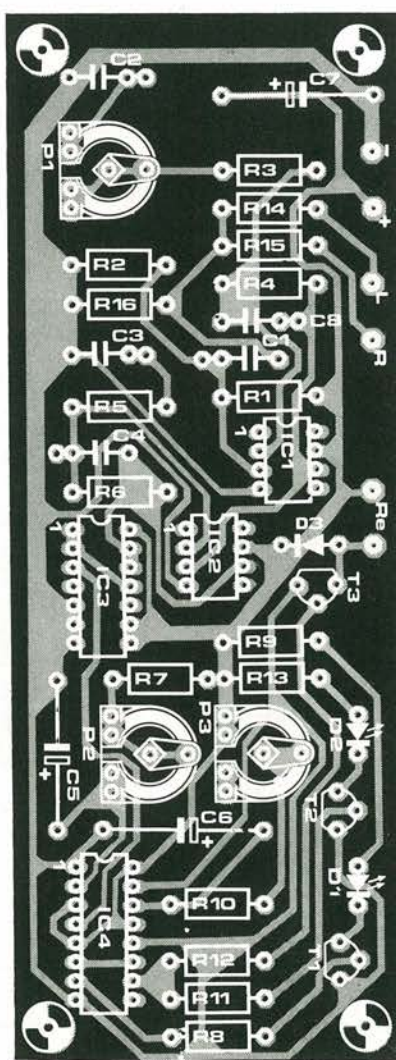
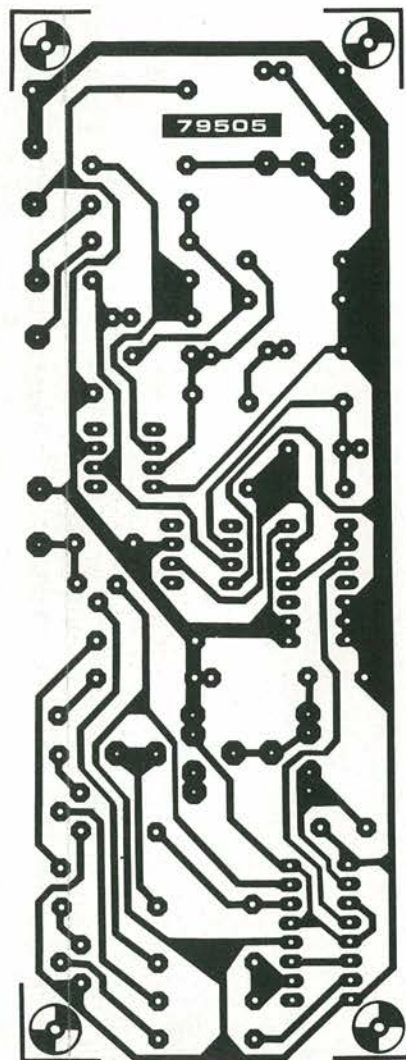
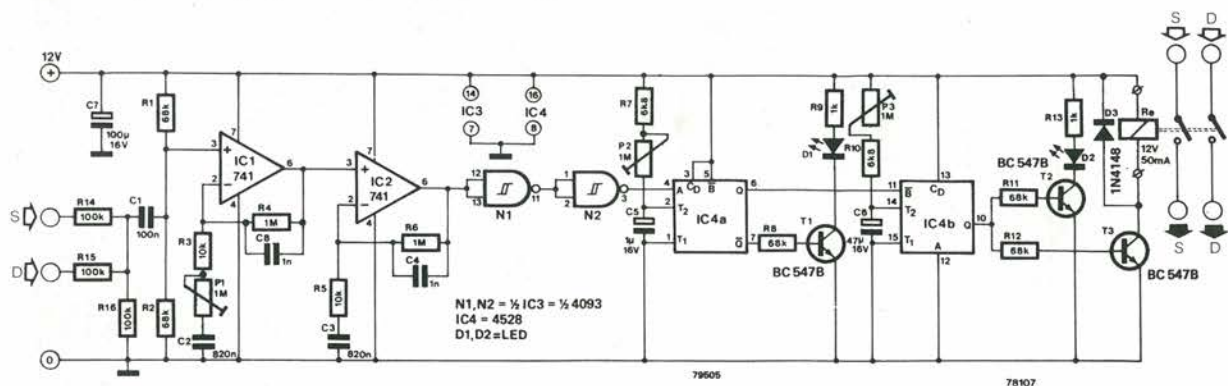
Quando questo progetto fu presentato sulla raccolta estiva di circuiti dello scorso anno, nell'edizione britannica della Rivista, con il commento che trattavasi di un circuito studiato appositamente per evitare l'ascolto dei disc-jockey tra un disco e l'altro, nei programmi radiofonici, pochi avrebbero potuto immaginare l'eco che avrebbe suscitato. Il progetto fu persino menzionato da un celebre quotidiano, che interpellò i più noti disc-jockey per sentire il loro parere in merito! Considerata la popolarità raggiunta dall'ammutolitore (se non proprio tra i disc-jockey, almeno tra gli ascoltatori di programmi radiofonici) fu deciso di dotare il progetto della pianta di un adatto stampato, che non appariva in origine, e che invece è qui riportata.
Ricapitoliamo brevemente il funzionamento del circuito: è possibile distinguere il parlato dalla musica grazie al fatto che tra le parole vi sono delle pause distinte, mentre la musica è più o meno continua. Il circuito ammutolitore di disc-jockey rivela queste pause e tronca il segnale mentre il presentatore sta parlando.

I segnali del canale destro e sinistro sono portati ai relativi ingressi del dispositivo, e sono sommati al punto di riunione tra R14, R15 ed R16. Per l'impiego con un radioricevitore monofonico, si impiegherà un ingresso solamente. Il segnale sommato, è amplificato e limitato da due stadi ad alto guadagno, IC1 ed IC2, ed è quindi portato a due trigger di Schmitt posti in cascata, N1 ed N2. L'uscita di N2 serve per pilotare un monostabile retriggerabile, IC4a, l'uscita Q del quale è portata all'ingresso di un secondo monostabile retriggerabile, IC4b.

Sino a che il segnale è presente di continuo all'ingresso, l'IC4a è retriggerato di continuo dal segnale d'uscita di N2 e la sua uscita Q rimane allo stato alto. Il periodo di IC4a è regolato, impiegando P2, in modo tale che la durata media delle pause possa resettare IC4a. In tal modo IC4b sarà sottoposto a trigger, troncando il segnale per un periodo che può essere regolato tramite P3. I LED D1 e D2 indicano lo stato dell'uscita dell'IC4a e dell'IC4b e più che altro servono per la regolazione del complesso.

Per la regolazione, prima di tutto il P2 dovrà essere posto alla minima resistenza. Il radioricevitore sarà quindi sintonizzato su di una stazione che trasmetta un programma parlato, ed il P1 sarà impiegato per la regolazione della sensibilità, sino ad ottenere lo spegnimento del D1 durante le pause. Se la sensibilità è troppo elevata, il D1 rimarrà acceso di continuo, e ciò starà a dimostrare che il circuito è sottoposto a trigger anche dal rumore di fondo; se al contrario la sensibilità è troppo bassa, il diodo di spegnerà anche durante i passaggi a voce normale o bassa del disc-jockey. Effettuata questa regolazione, il radioricevitore sarà sintonizzato su di una stazione che trasmetta musica e P2 sarà regolato sino a che D1 s'illumina di continùo.

Infine, il radioricevitore sarà nuovamente sintonizzato su di un programma parlato e P3 sarà regolato in modo da produrre l'accensione permanente mentre il discorso procede.

È da notare che il circuito sopprime solamente le parole; solo queste. Non è possibile, ad esempio, sopprimere la voce del disc-jockey che parla sulla musica, ma forse questo è un inconveniente secondario.

Elenco componenti

Resistenze:

R1,R2,R8,R11,R12 = 68 k
R3,R5 = 10 k
R4,R6 = 1 M
R7,R10 = 6k8
R9,R13 = 1 k
R14,R15,R16 = 100 k
P1,P2,P3 = 1 M

Condensatori:

C1 = 100 n
C2,C3 = 820 n
C4,C8 = 1 n
C5 = 1 μ/16 V
C6 = 47 μ/16 V
C7 = 100 μ/16 V

Semiconduttori:

D1,D2 = LED
D3 = 1N4148
IC1,IC2 = 741
IC3 = N1,N2 . . . = 4093
IC4 = 4528
T1,T2,T3 = BC 547B

Varie
relay 12 V/50 mA

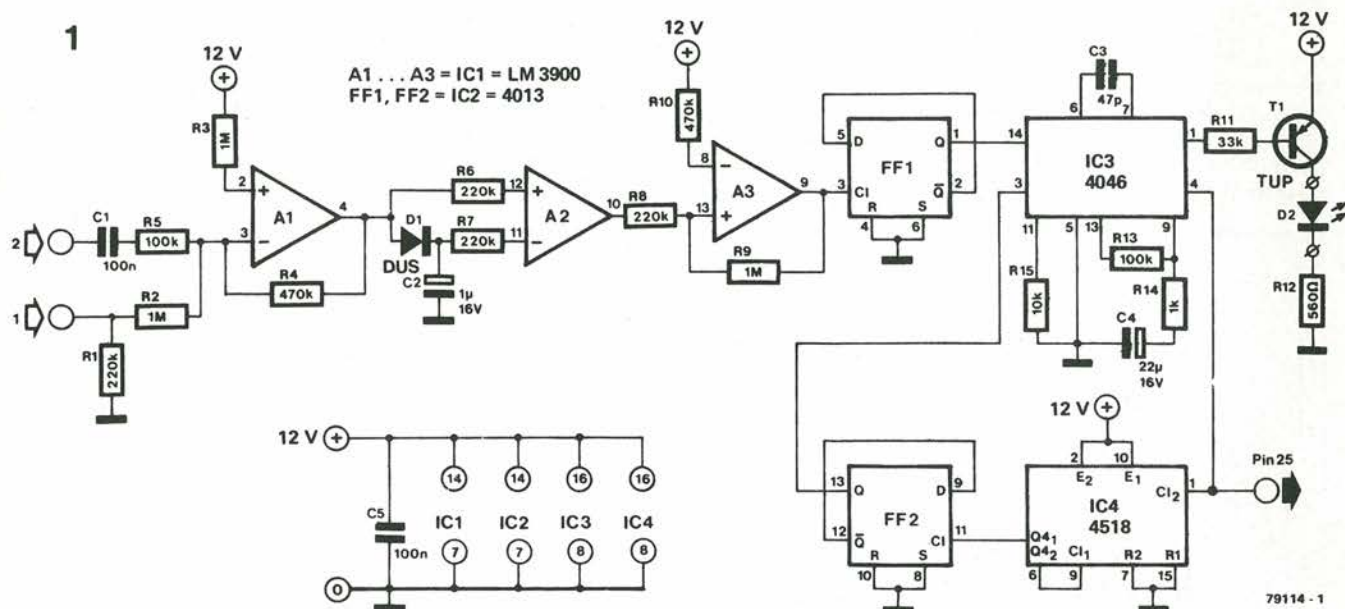
Frequenzimetro per sintetizzatori

54

J. Naudts

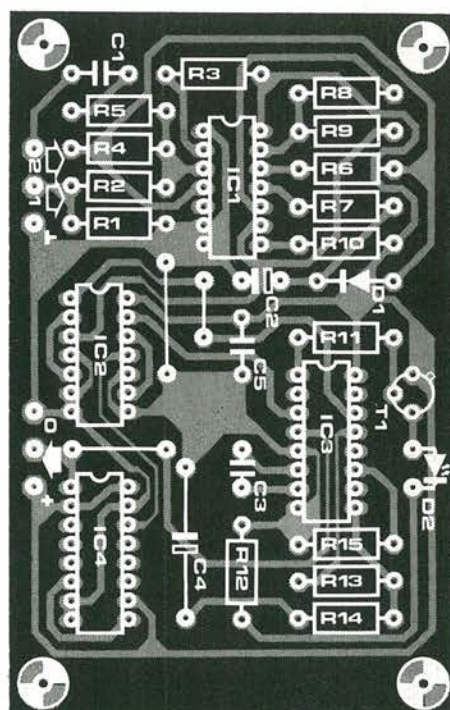
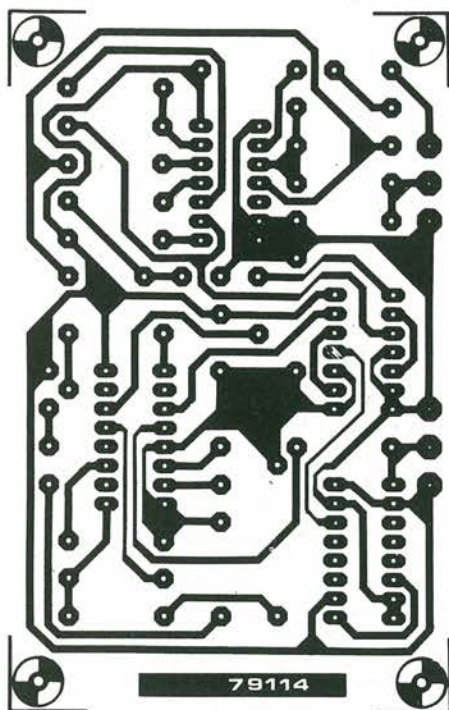
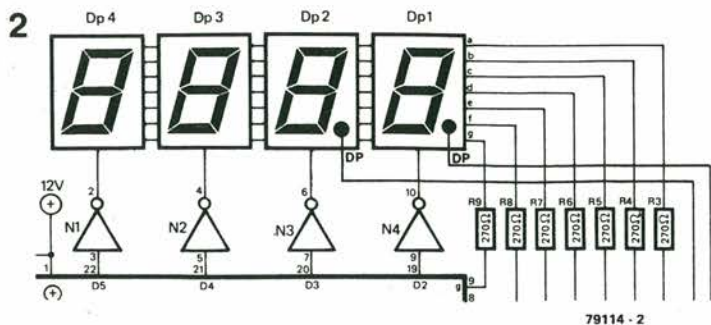
Il frequenzimetro è uno strumento estremamente utile per mettere a punto gli oscillatori controllati in tensione (VCO) che appartengono ai sintetizzatori, semplicemente e con la massima precisione. Per tale ragione, l'autore ha progettato un moltiplicatore di frequenza, allo scopo di misurare le frequenze comprese tra 30 Hz e 10 kHz con un tempo di conteggio e di gate inferiore. Con un tempo di gate di 1s la lettura massima è 999,9 Hz, mentre con un tempo di gate di 0,1s la massima frequenza è 9999 Hz.

Il circuito ha due ingressi: l'ingresso 1 ha una sensibilità di 1,3 Vpp (la massima tensione è di 50 Vpp); l'ingresso 2 ha una sensibilità di 130 mVpp (massima tensione, 5 Vpp). Il primo ingresso serve per la connessione diretta con l'uscita del VCO, mentre la seconda può essere impiegata con l'uscita monitor di un amplificatore. Lo stadio d'ingresso del circuito è formato da due amplificatori operazionali controllati in corrente.

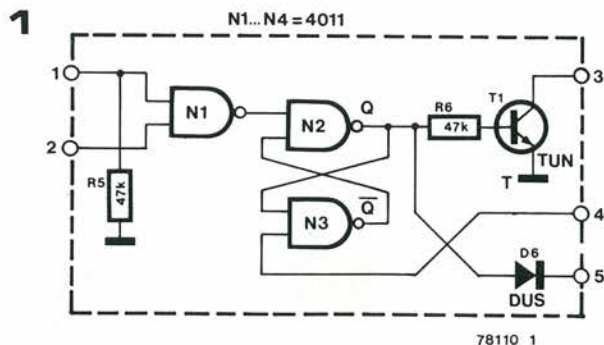
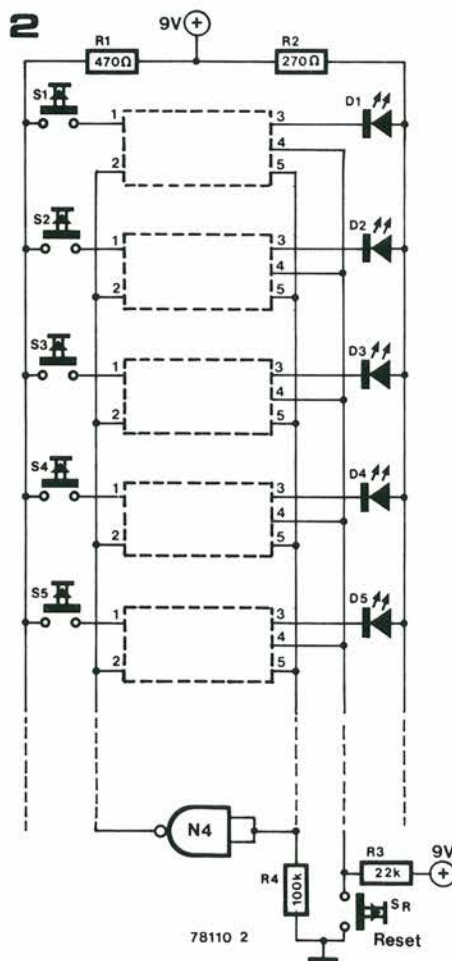
A1 attenua il segnale presente all'ingresso 1 per un fattore di 2, ed amplifica il segnale dell'ingresso 2 con un fattore di 5. Un rivelatore di picco (D1, C2) ed un comparatore (A2) convertono il segnale d'ingresso in un'onda quadra, che giunge ad

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R6,R7,R8 = 220 k
R2,R3,R9 = 1 M
R4,R10 = 470 k
R5,R13 = 100 k
R11 = 33 k
R12 = 560 Ω
R14 = 1 k
R15 = 10 k

Condensatori:
C1,C5 = 100 n
C2 = 1 µ/16 V tantalio
C3 = 47 p
C4 = 22 µ/16 V

Semiconduttori:
IC1 = LM 3900
IC2 = 4013
IC3 = 4046
IC4 = 4518
T1 = TUN
D1 = DUS
D2 = LED

un trigger di Schmitt (A3).
Il flip-flop FF1, assicura che l'onda quadra sia simmetrica.
La reale moltiplicazione di frequenza è effettuata tramite un sistema ad aggancio di fase (IC3), un contatore a doppia decade che divide per cento (IC4), ed un flip-flop, FF2.
Un segnale quadro che alla metà della frequenza del segnale d'ingresso è portato ad un ingresso del comparatore di fase del PLL, mentre il segnale d'uscita del VCO, diviso per 200 (tramite IC4 ed FF2) è portato all'altro ingresso. Il VCO eroga all'uscita un segnale dalla frequenza che assicura che gli ingressi del comparatore mantengano una relazione di fase costante, come dire che hanno la stessa frequenza. Per tale ragione, la frequenza del VCO PLL sarà sempre cento volte di più di quella d'ingresso (come dire la frequenza di clock del PLL). La costante di tempo data da R14/C4 determina la velocità alla quale il VCO risponde ai mutamenti nella frequenza all'ingresso.
Quando il circuito non è "agganciato", il display ottenuto non è preciso. Per tale ragione, è previsto il LED D2; quando il VCO si è agganciato, tale LED si spegne, indicando che la lettura è corretta.
L'uscita del circuito può essere collegata direttamente all'ingresso di clock dell'IC1 del minicounter, ed in tal modo lo stadio d'ingresso, T1 ed accessori, di quell'apparecchio, può essere omesso.
L'alimentazione del tutto può essere derivata da quella del minicounter.
Per essere certi che la posizione del punto decimale nei display 1 e 2 (vedi la figura 2) corrisponda alla gamma d'ingresso, occorrono alcune modifiche nel pannello del minicounter; queste sono indicate nella figura 3.

55 Quizmaster

P. Wendt

In molti giochi a quiz, la velocità di risposta ha un ruolo essenziale; il contendente che preme per primo un pulsante, ha la possibilità di rispondere per primo ad una domanda. Il circuito commentato, serve proprio per vedere quale concorrente "è più rapido a premere". Il progetto è modulare, quindi può essere duplicato per tutte le volte che si vuole, è per ogni numero di contendenti, mentre per contenere il consumo dall'alimentazione a pila, s'impiegano degli IC CMOS, sicché l'unico assorbimento significativo si ha dai LED indicatori.
Come si vede nella figura 1, ciascun modulo, di base consiste in un flip-flop a set-reset N2/N3, con una gate NAND sull'ingresso set. I diodi D6 nell'uscita Q di ciascun flip-flop assieme alla N4 di figura 2 formano un gate NOR a molti ingressi. Sino a che ciascuna uscita Q è bassa, l'uscita, di N4 è alta, quindi l'ingresso 2 di N1 in ogni modulo è alto.
Allorché si preme uno qualunque tra i pulsanti, l'uscita della corrispondente N1 diviene bassa e l'uscita Q del flip flop associato diviene alta, portando nella situazione di "ON" T1 ed illuminando il LED relativo. Tramite D6, l'ingresso di N4 diviene alto. L'uscita di conseguenza giunge allo stato basso, portando gli ingressi di N1 (dei diversi N1) allo stato basso ed inibendo l'impiego dei pulsanti, sicché nessun altro flip-flop possa essere commutato.
Il flip-flop che ha commutato per primo, può essere resettato per la successiva domanda tramite il pulsante SR. Collegando dei moduli addizionali, come si vede nella figura 2, il circuito può essere esteso pressoché all'infinito. Se lo si desidera, l'uscita di N4 può essere impiegata per pilotare un cicalino tramite un transistor amplificatore di corrente.

Linea di ritardo digitale 56

Vi sono moltissime applicazioni pratiche per un circuito che ritardi i segnali digitali, e le varie linee di ritardo riportate nel nostro numero di ottobre 1979, pagine 10-24 e seguenti, sono solo alcuni esempi di ciò che si può fare.

Il metodo più comune per ritardare i segnali digitali, è impiegare un registro a scorrimento. Il circuito mostrato nella figura 1, può di conseguenza sembrare in qualche modo eccentrico, in quanto le due parti principali non sono dei registri a scorrimento ma delle memorie ad accesso casuale (RAM; IC2 ed IC3). I risultati però sono conservati nella RAM per la durata del tempo di ritardo necessario, quindi richiamati e presentati all'uscita "delay data" (dati ritardati).

Siccome s'impiegano delle RAM a 1024 bit (del modello 2102) che sono relativamente poco dispendiose, non vi è necessità di lesinare sullo spazio di memoria disponibile; se serve un ritardo maggiore, il circuito può essere esteso come sarà detto in seguito.

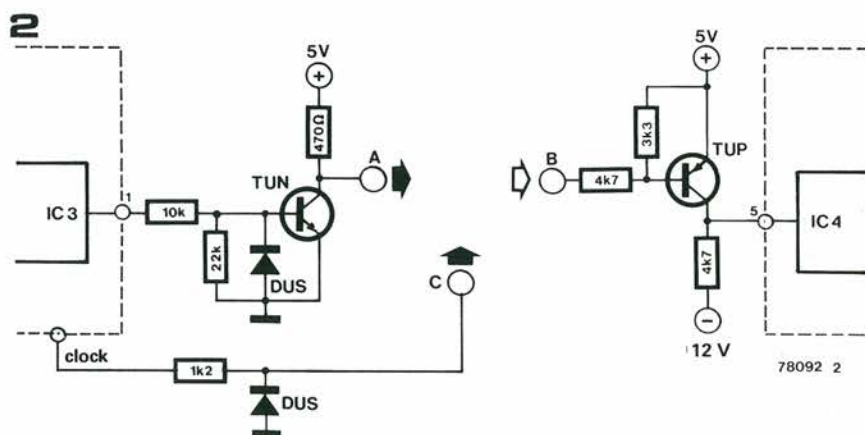
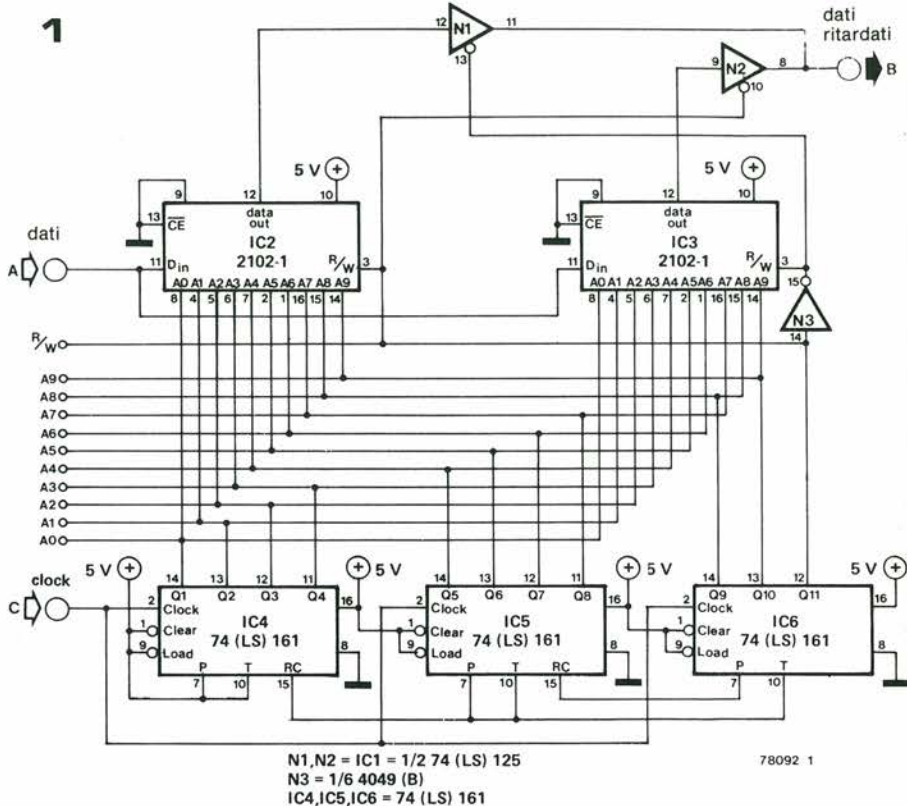
Il circuito funziona come ora diciamo. Un segnale di clock è portato a tre contatori binari a 4-bit per ottenere un contatore a 12-bit.

I primi dieci bit che provengono dal contatore sono applicati agli indirizzi d'ingresso di ambedue le RAM.

L'undicesimo bit è impiegato per pilotare il controllo d'ingresso "scrittura-lettura" delle memorie; l'inclusione di N3 nella linea di alimentazione dell'IC3 assicura che quando IC2 è letta (logicamente nel modo di lettura), IC3 accumoli i dati, e viceversa. In altre parole, le due RAM sono impiegate alternativamente; quando il contenuto di una è letto, ed inviato all'uscita, l'altra memoria accumola i dati; quando il ciclo è completo, la prima RAM è impiegata per accumolare i dati che giungono dalla seconda.

Non occorre formare un complesso di gate per trattare i segnali d'ingresso ed avviarli correttamente alla RAM: tutti i dati hanno la presentazione corretta ai corrispettivi ingressi delle RAM. La memoria che lavora nel modo di scrittura accumola i dati, mentre l'altra semplicemente li ignora. La stessa cosa, non è vera per gli ingressi dei dati, tuttavia: le gates N1 ed N2 servono appunto per selezionare l'ingresso corretto, per ogni tempo prefisso.

Come è stato detto prima, la linea di ritardo può essere estesa aggiungendo altre RAM. I cicli di operazione alternati di scrittura e lettura impiegati in questo sistema comprendono l'impiego di una coppia eccezionale di RAM per ogni passo di estensione.

Comunque, vi sono ben poche aggiunte necessarie: gli ingressi d'indirizzo di ciascuna RAM addizionale vanno semplicemente collegati in parallelo con la linea d'ingresso esistente, e si può impiegare il medesimo segnale di lettura-scrittura. Le gates N1...N3 debbono essere duplicate per ciascun paio di RAM in più. Le uscite "dati ritardati" della prima coppia saranno collegate agli ingressi della successiva coppia, e via di seguito lungo la linea.

La linea di ritardo può essere impiegata per uno dei sistemi di riverbero indicati in precedenza. Ciascuna coppia di RAM sostituisce un IC registro a scorrimento.

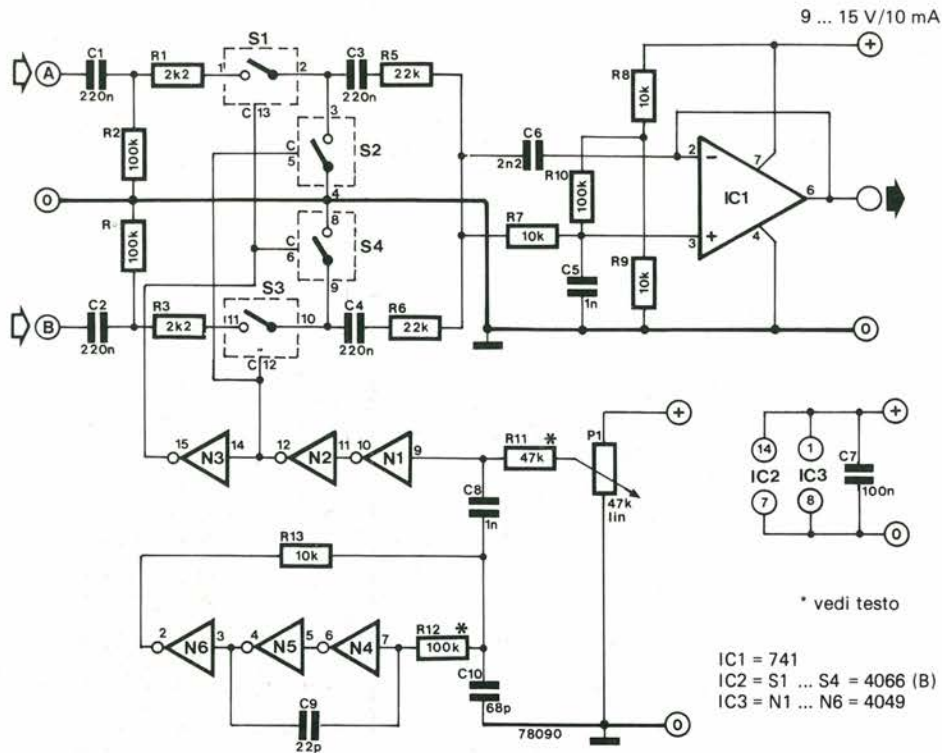
Siccome però i livelli non sono esattamente identici, è necessario impiegare una semplice interfaccia a tutte e due le uscite della linea digitale di ritardo. La figura 2 mostra il principio: l'uscita dell'IC3 del circuito originale, è seguita da uno stadio monotransistore e portata all'ingresso dei dati della linea di ritardo qui descritta; l'uscita della linea di ritardo è di nuovo seguita da uno stadio monostransistore e portata all'ingresso dell'IC 4 del circuito originale.

1

N1,N2 = IC1 = 1/2 74 (LS) 125
N3 = 1/6 4049 (B)
IC4,IC5,IC6 = 74 (LS) 161

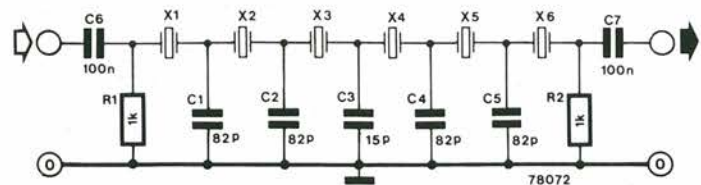
78092 1

2

Mixer audio digitale

In questo circuito s'impiega una nuova tecnica che permette di miscelare due segnali audio e di sfumarli ad incrocio. Invece d'impiegare dei convenzionali potenziometri, come attenuatori analogici, con un amplificatore-sommatore, il circuito funziona campionando i due segnali alternativamente a frequenza elevata.
I segnali d'ingresso sono inviati ad una coppia d'interruttori elettronici, ciascuno dei quali comprende due elementi dell'IC 4066, un interruttore analogico IC CMOS. L'impiego di interruttori che sono sia in parallelo al segnale che in serie, permette di ottenere una elevata impedenza d'ingresso (per una bassa distorsione) mentre al tempo stesso si mantiene un buon isolamento del segnale quando gli interruttori sono in "off".
I due interruttori sono aperti e chiusi alternativamente alla frequenza di 100 kHz. Il segnale relativo, a due fasi, è ottenuto dal clock realizzato con N1 ed inverter seguenti, sino ad N6. Quando S1 è chiuso, S2 è aperto ed il segnale A scorre attraverso IC1. Frattanto, logicamente S3 è aperto ed S4 è chiuso, quindi il terminale B è bloccato. Quando S3 è chiuso ed S1 è aperto, il segnale dall'ingresso B trascorre, mentre quello proveniente dall'ingresso A è a sua volta bloccato.
P1 consente di variare il duty-cycle degli impulsi di clock, come dire la proporzione di ciascun segnale sul tempo generale. Ciò, a sua volta, varia l'ampiezza di ciascun segnale. Con il P1 nella posizione intermedia ambedue i segnali hanno la stessa ampiezza, mentre ai due estremi un segnale è completamente bloccato mentre l'altro passa senza interruzioni.
Il filtro passabasso realizzato con l'IC1 toglie i componenti della frequenza di clock dall'inviluppo d'uscita.
Anche se questi non sono audibili, se non fossero filtrati, potrebbero danneggiare gli amplificatori di potenza o gli altoparlanti tweeter; in alternativa potrebbero anche produrre dei battimenti con gli oscillatori di polarizzazione nei registratori a nastro, dando luogo a dei segnali terzi acutissimi o intervallati.
L'alimentazione, che deve essere stabilizzata e priva di ronzio, può andare da 9V a 15V. Sopra ai 15V si può incappare nel danneggiamento degli IC CMOS ed al di sotto dei 9V il 741 non funziona convenientemente . La massima tensione-segnale d'ingresso che il circuito accetta senza inziare a distorcere, è di circa 1 VRMS.

58 Filtro a cristallo economico

Considerando il clamoroso calo nel costo dei cristalli impiegati negli apparecchi TV a colori, si può dire che questi rappresentino delle parti economiche per realizzare un filtro SSB. Il circuito proposto è appunto un filtro con una pendenza di −6 dB a circa 2,2 kHz.
La figura dello stampato che accompa-

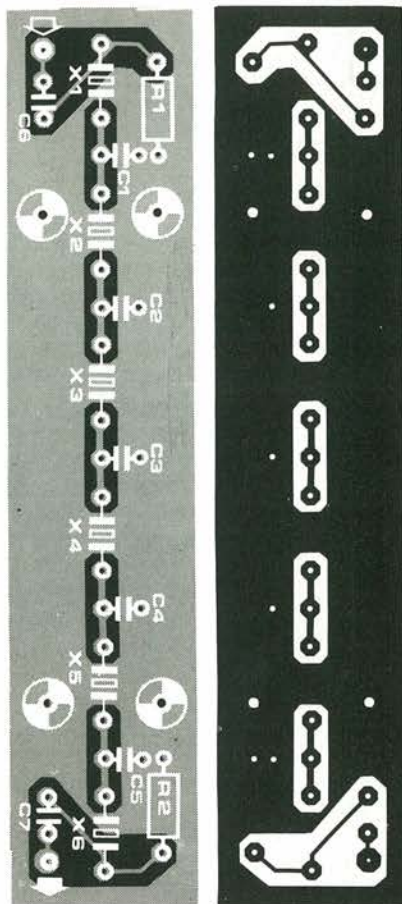
gna il circuito elettrico mostra come si possa realizzare praticamente il filtro. Il tipo di basetta indicata ha il vantaggio che ingresso ed uscita sono diametralmente opposti, cosicché la reiezione al di fuori della frequenza centrale è la massima ottenibile. Terminando ingresso ed uscita su resistenze da 1 k in parallelo a trimmer da 18 p, la banda passante può essere ristretta, aumentando di 2 dB la reiezione al rumore.
Le specifiche più importanti per il filtro appaiono nella tavola riportata; come si vede, la reiezione ai segnali fuori banda è di ben 90 dB.

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R2 = 1 k

Condensatori:
C1,C2,C4,C5 = 82 p
C3 = 15 p
C6,C7 = 100 n ceramici

Varie:
X1,X2,X3,X4,
X5,X6 = 4.433,618 kHz

Tabella

f_0	4432,03 kHz		
$f_{-6\,dB}$ (r)	4433,06 kHz	$B_{-6\,dB}$	2,26 kHz
$f_{-6\,dB}$ (l)	4430,70 kHz		
$f_{-60\,dB}$ (r)	4435,30 kHz	$B_{-60\,dB}$	7,90 kHz
$f_{-60\,dB}$ (l)	4427,40 kHz		
fattore di pendenza (r)	1:3,17		
fattore di pendenza (l)	1:3,48		
rumore	2 dB		

Controllo a sensori

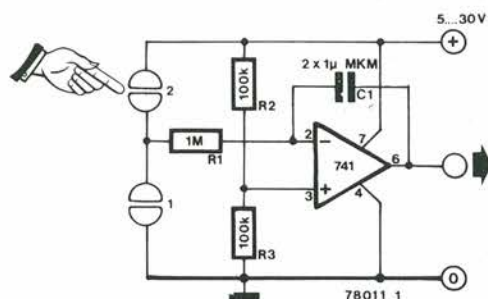
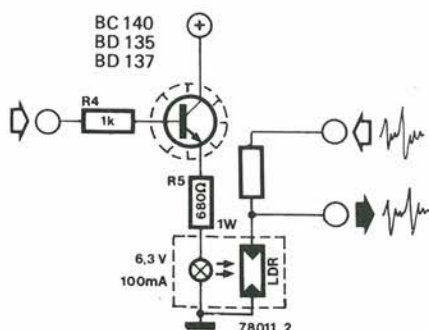
H. de Grauw

Questo semplice controllo a sfioramento, eroga una tensione d'uscita CC che può essere variata toccando una coppia di contatti e può essere impiegata per pilotare una importante varietà di circuiti in tensione, così come oscillatori, sempre comandati in tensione, ed anche attenuatori ed amplificatori VCO.
Il circuito consiste di un integratore invertente basato sull'IC1. Quando il circuito è alimentato, l'ingresso non invertente dell'IC1 giunge ad un valore che è pari alla metà della tensione d'alimentazione, tramite R2 ed R3.
L'ingresso invertente giunge allo stesso potenziale e siccome C1 inizialmente è scarico, l'uscita dell'IC1 assume a sua volta un valore che è di circa metà della alimentazione.
Se la coppia di contatti raffigurata nella parte bassa del circuito è chiusa dal dito che vi si appoggia, scorre una certa intensità a massa tramite la R1.
Poiché nell'ingresso invertente dell'IC1 può scorrere solo una corente trascurabile, tale intensità può essere fornita dall'uscita dell'IC1 e C1 si carica mantenendo l'ingresso invertente dell'IC1 allo stesso potenziale dell'ingresso non invertente.
Se si tocca, ora, la coppia di contatti superiore, la corrente scorre dal positivo tramite R1 e C1 cosicché la tensione d'uscita dell'IC1 decade.
L'uscita dell'IC1 può essere impiegata per pilotare virtualmente ogni circuito controllato in tensione.
Un semplice sistema di controllo per il guadagno di apparati audio, controllabile in tensione, appare nella figura 2. Consiste di una lampada, pilotata dall'uscita dell'IC1 tramite un transistor, dalla luminosità che varia in proporzione alla tensione d'uscita dell'IC1, influenzando la resistenza della LDR, che è parte di un circuito attenuatore.
A causa della corrente di polarizzazione d'ingresso dell'IC1, la tensione d'uscita tende a slittare nel tempo. Se è necessaria una stabilità a lungo termine della tensione d'uscita, è quindi meglio sostituire l'IC 741 con un amplificatore operazionale munito d'ingresso a FET, come un 3130, un 3140 oppure uno LF356.

1

2

J. Borgman

60 Millivoltmetro a FET

Gli amplificatori operazionali a FET, hanno un guadagno alto, un basso offset d'ingresso e soprattutto una impedenza d'ingresso estremamente elevata. Queste tre caratteristiche, li rendono veramente adatti all'impiego in un millivoltmetro. Il circuito che presentiamo misura sia le tensioni che le correnti.

Le figure 1a e 1b mostrano i circuiti di base per le misurazioni delle tensioni e delle correnti, rispettivamente. Nella figura 1a, l'amplificatore operazionale è impiegato nella configurazione con massa virtuale, ed il guadagno è quindi determinato dal rapporto di Ra/Rb, nonché dal divisore di tensione Rc/Rd. La formula esatta è data in calce al circuito. Il circuito che misura le correnti, figura 1b, è a sua volta di base, un sistema con la massa virtuale; l'amplificatore operazionale mantiene una tensione d'uscita tale che l'ingresso (lato sinistro della Ra) ha un potenziale zero e, siccome la corrente d'ingresso deve scorrere attraverso questa resistenza, la caduta di tensione su Ra equivale I x Ra.

Di conseguenza, la tensione d'uscita deve essere −I x Ra.

Il circuito completo (figura 2) combina queste due funzioni. Il selettore di portata S3 commuta la resistenza di controreazione che serve (Ra della figura 1) ed il divisore di tensione (Rc ed Rd) se ciò è necessario. Le portate risultanti appaiono nella tavola 1. La polarità dello strumento può essere invertita per tramite di S2. Per lo strumento, occorre un alimentatore in grado di erogare +/− 16V.

In tutto lo strumento, è molto consigliabile impiegare resistenze all'1% e P1 nonché P2 devono essere dei trimmers dalla qualità molto elevata.

R1, R2 ed R3 possono risultare un po' difficili da reperire in commercio, ed il tal caso, saranno semplicemente sostituite da serie di resitenze, ciascuna delle quali da 1M.

Il trimmer P1 serve per la compensazione dell'offset.

Con l'ingresso dello strumento in corto, questo trimmer sarà regolato sino a che l'indicatore mostra esattamente il valore di zero. P2 è il potenziometro di calibrazione: una tensione nota (o una corrente nota) va connessa con la giusta portata, e P2 deve essere regolato sino ad avere la esatta lettura.

La figura 3 mostra un'aggiunta opzionale: lo "shunt universale". Non si tratta di altro che di una serie resistiva che può essere collegata ai terminali d'ingresso per le misure in tensione dello strumento.

Se la corrente attraversa una delle resistenze indicate, si ha una proporzionale caduta di tensione sull'elemento. Siccome non vi è caduta di tensione sulle altre resistenze, il valore è indicato dallo strumento.

La Tabella 2 mostra le portate in corrente che risultano. Come è stato detto prima, per la serie è necessario impiegare resistenze all'1% (da R19 ad R24).

Tabella 1

S3	V_i (f.s.d.)	I_i (f.s.d.)
a	10 mV	1 nA
b	50 mV	5 nA
c	100 mV	10 nA
d	500 mV	50 nA
e	1 V	100 nA
f	5 V	500 nA
g	10 V	1 µA
h	50 V	5 µA
i	100 V	10 µA
j	500 V	50 µA
k	1000 V	100 µA

Tabella 2

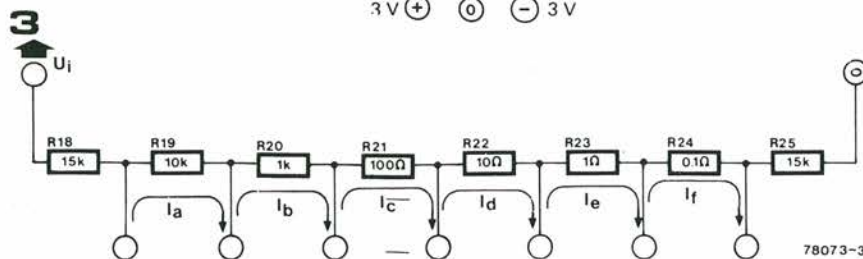
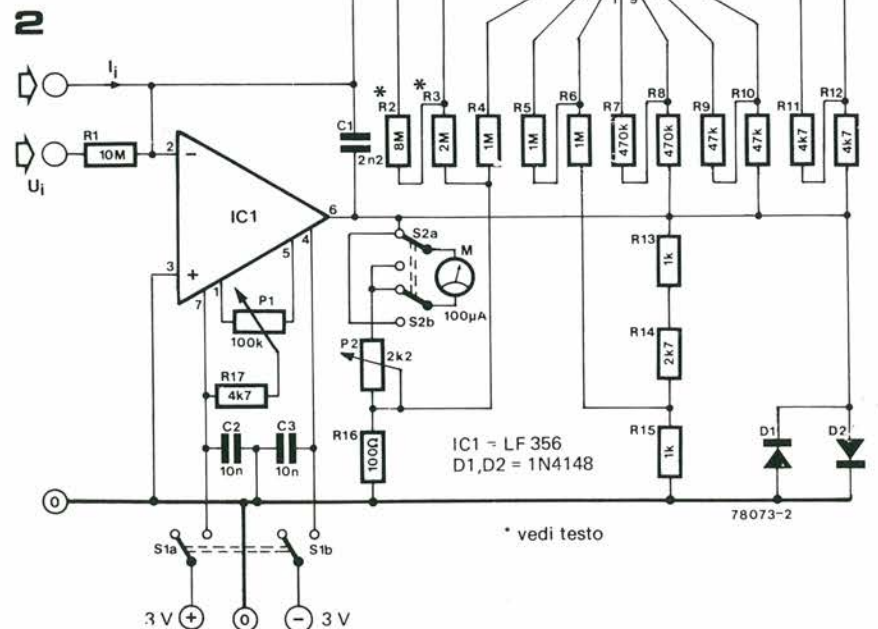
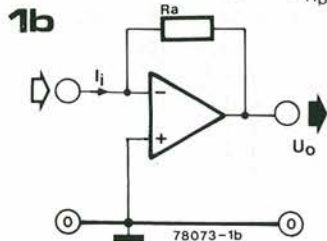
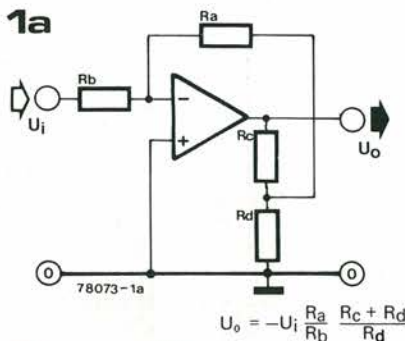
posizione di S3:	a	b	c
I_a (f.s.d.)	1 µA	5 µA	10 µA
I_b (f.s.d.)	10 µA	50 µA	100 µA
I_c (f.s.d.)	100 µA	500 µA	1 mA
I_d (f.s.d.)	1 mA	5 mA	10 mA
I_e (f.s.d.)	10 mA	50 mA	100 mA
I_f (f.s.d.)	100 mA	500 mA	1 A

1a

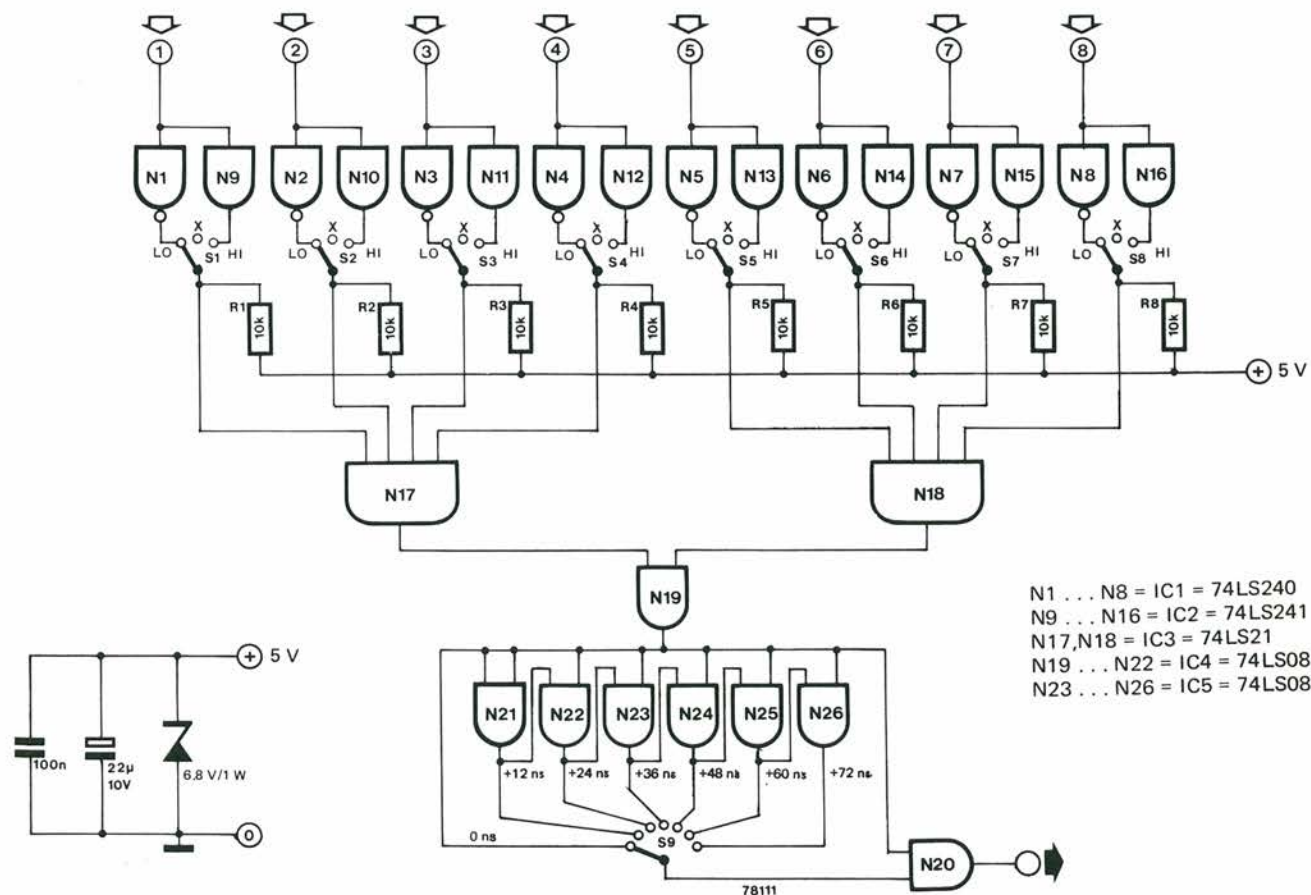
$$U_o = -U_i \frac{R_a}{R_b} \frac{R_c + R_d}{R_d}$$

1b

2

3

Trigger per misurare sistemi digitali

Willem V. Rooyen

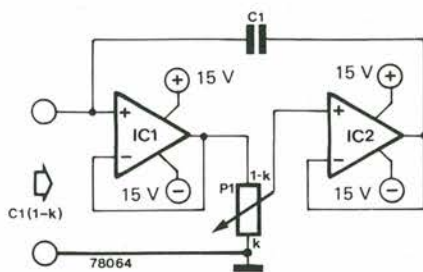
Quando si ripara un sistema digitale complesso, come un microprocessore, è molto difficile ottenere un trigger esatto nell'oscilloscopio, perché il circuito di trigger oscilloscopico è progettato in modo da dare una traccia stabile sullo schermo facendo partire la base dei tempi nel punto stesso d'inizio di un segnale periodico, e ciò si ottiene controllando sia l'ampiezza che la polarità del segnale.
In un sistema digitale, tutti i segnali hanno la stessa ampiezza e polarità, ma frequentemente aperiodici, consistendo in un flusso casuale di "zeri" e di "1".
Di conseguenza, è difficile ottenere una traccia stabile nell'oscilloscopio, ed è virtualmente impossibile l'agganciamento di trigger sulla forma d'onda.
La soluzione è impiegare il dispositivo presentato, che consiste in un comparatore digitale ad otto bit caricato da una parola binaria preselezionata.
Gli ingressi del comparatore sono collegati a diversi punti del circuito sottoposto a misura, per esempio ai bus di indirizzo ed ai data bus in sistema a microprocessore. Quando le uscite del sistema scaturiscono la parola prescelta, le uscite divengono "alte" ed il conseguente impulso è inviato all'ingresso del trigger esterno facente parte dell'oscilloscopio. In tal modo, l'ingresso Y dell'oscilloscopio può essere impiegato per esaminare le condizioni presenti nei vari punti di misura nel tempo d'intervento della parola prescelta.
Il comparatore consiste di un sistema di gate NAND ad otto ingressi costituito da N17, N18, ed N19. L'uscita di questo sistema di gate va allo stato alto solo se tutti gli ingressi sono allo stato alto. I bits che sono bassi nella parola preselezionata, devono essere invertiti ed allo scopo s'impiegano appunto gli inverters da N1 a N15, mentre i bits che sono già alti sono portati al circuito da due buffer non invertenti.
Le condizioni dette sono scelte dai commutatori che vanno da S1 ad S8. Se la lunghezza della parola non raggiunge gli otto bits o il valore di certi bits non interessa, i commutatori non utilizzati saranno posti al centro, o posizione che si potrebbe definire "di disinteresse", che consente di mantenere allo stato alto i corrispondenti ingressi di N17 e di N18.
Per prevenire il trigger falso negli impulsi corti e spuri, l'uscita di N19 è portata ad una linea di ritardo che consiste di N21 ed N26, e può essere variata da zero ad approssimativamente 72 ns in passi successivi di 12 ns. Sebbene un ingresso di N20 vada allo stato alto quando l'uscita di N19 diviene alta, il secondo ingresso non può andare allo stato alto se non dopo il ritardo.
Il segnale di conseguenza sarà indipendente dal tempo di ritardo dell'impulso di trigger che appare all'uscita di N20.
Per permettere al circuito di lavorare sia nei sistemi TTL che CMOS, s'impiegano elementi Low-power-Schotty TTL in tutto il complesso. Questi sono più rapidi dei normali TTL, e possono anche essere pilotati direttamente dai circuiti CMOS (operanti a + 5V). Il sistema descritto può essere alimentato dal circuito in esame, se la relativa tensione è di 5V, e per evitare la connessione accidentale a tensioni troppo elavate o inverse, s'impiega uno zener da 6,8V.

N1 . . . N8 = IC1 = 74LS240
N9 . . . N16 = IC2 = 74LS241
N17,N18 = IC3 = 74LS21
N19 . . . N22 = IC4 = 74LS08
N23 . . . N26 = IC5 = 74LS08

78111

62 Condensatore elettronico variabile

I condensatori variabili convenzionali, non sono facilmente rintracciabili con dei valori più grandi di 500p, quindi non possono essere impiegati nelle frequenze audio e molto basse in genere. Tuttavia, impiegando due amplificatori operazionali connessi in forma di "voltage follower", un potenziometro ed un condensatore fisso, è possibile ottenere una sorta di variabile dalla grande capacità.

IC1,IC2 = LF 356, ¼ TL 084

Il modo di lavoro del circuito è facile da comprendere se si assume che una tensione CC, Ui è applicata all'ingresso. Siccome IC1 è connesso come voltage follower, questa tensione appare alla sua uscita. P1 attenua tale valore, sicché la tensione kUi appare all'uscita dell'IC2, dove il k è una costante inferiore ad 1, che dipende dalla regolazione del P1. Una tensione che vale (1 — k)Ui, di conseguenza appare sul C1. La carica Q del C1, è quindi C(1 — k)Ui, (siccome Q = CU).

Poichè la tensione d'ingresso è Ui e la carica data dalla sorgente d'ingresso è C1(1 — k)Ui, l'effettiva capacità vista dall'ingresso è

$$\frac{C1(1-k)Ui}{Ui}$$, come dire

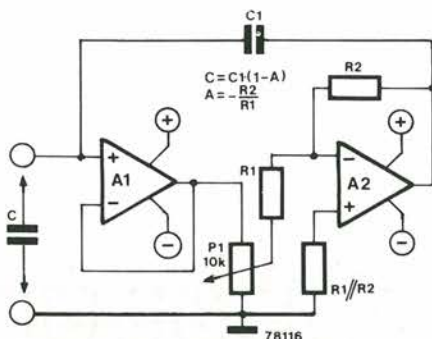
C1(1 — k).

Regolando P1, la capacità effettiva può essere variata dallo zero (salvo alcuni pF di capacità parassitaria), sino al massimo valore del C1.

Quali IC1 ed IC2, si possono impiegare diversi modelli di IC, ma i tipi FET dall'elevata resistenza d'ingresso sono senza dubbio da preferire, specialmente se si prevede l'impiego di una capacità limitata per C1.

Il valore del P1 può andare da 10 k a 50 k.

Moltiplicatore di capacità variabile

Questo circuito funziona in modo molto simile al precedente, cioé al condensatore variabile elettronico, tuttavia, il secondo "voltage follower" è sostituito da un amplificatore invertente, con il risultato che con il P1 al massimo, la tensione sviluppata sul condensatore è più grande della tensione d'ingresso con un rapporto di (1 + A), dove A è il guadagno di A2, che è uguale a R2/R1. La sorgente d'ingresso, di conseguenza applica una tensione Ui

ma dà anche la carica C1(1 + A)Ui, con l'effetto che la capacità che appare è C1(1 + A). Si tratta, logicamente, di una derivazione del noto effetto Miller.

Regolando P1 verso il basso, si ha l'effettiva riduzione di A, sino a che con il P1 al minimo A vale zero, e la capacità eguaglia quella del C1.

P1 offre quindi la possibilità di variare la capacità complessiva da C1 a C1(1 + A).

64 Rilevatore di doccia fredda

Tutti coloro che aprendo il rubinetto dell'acqua calda nella doccia o nel bagno, si sono sentiti investire da un fiotto di acqua gelata tremando o scuotendosi sino alle ossa, non hanno certo una grande necessità d'essere convinti dell'utilità di questo circuito.

Molto spesso negli scaldabagni s'impiega un bruciatore a gas, e molto spesso questo si spegne, lasciando accesa la sola fiammella di guardia. Se ciò accade, il flusso d'acqua che scaturisce dal rubinetto dell'acqua calda e da quello dell'acqua fredda coincide perfettamente, come temperatura.

In tale sfortunato evento, può trascorrere un notevole periodo prima che l'acqua sia ben calda.

Per evitare la traumatizzante esperienza detta prima, è necessario essere avvisati dello spegnimento del bruciatore principale. Ciò può essere ottenuto misurando la temperatura di scarico della cappa.

Si tratta usualmente di una sorta di camino in lamiera, che raggiunge rapidamente delle temperature basse, se il bruciatore non funziona. Per evitare la doccia gelata, è possibile impiegare un NTC (termistor) che riveli i tre possibili stati; cappa fredda - bruciatore spento; cappa tiepida - bruciatore con poche fiammelle accese; cappa calda - bruciatore acceso in pieno.

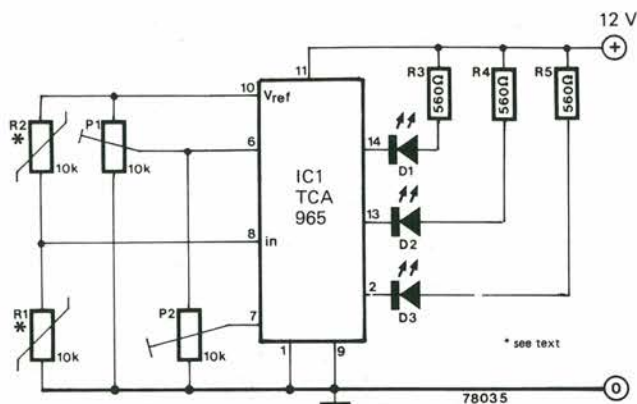
Il sistema detto non vale, logicamente, per gli scaldabagni elettrici; in tal caso, si può però sostituire il termistor (R2) con una resistenza fissa ed impiegare l'altro termistor per la misura del calore dell'acqua sistemandolo lungo una tubazione.

Nell'impiego originale, R1 ed R2 paragonano la temperatura dell'acqua con quella dell'ambiente interno, dell'appartamento.

Il valore reale per i termistori non è molto critico, si possono usare elementi dalla resistenza compresa tra 1k e 10k. Se possibile, è meglio impiegare degli elementi con il montaggio a vite. Se questi non sono reperibili, serve un pochino d'ingegnosità meccanica, sempre tenendo a mente

le temperature in gioco. Per esempio, il fissaggio tramite nastro adesivo non serve a nulla mentre un collante epossidico va già meglio; logicamente, un montaggio tramite cavaliere è più consigliabile in assoluto.

Una volta che sia montato R1 sulla cappa, ed R2 nell'aria libera (per esempio sulla stessa scatola che ospita il circuito), l'assieme va calibrato come ora diremo. Inizialmente, P2 va portato a zero (cursore ruotato verso il comune) e P1 deve essere regolato in modo tale da far illuminare il LED verde (D2), ma appena-appena. A questo punto, se il bruciatore pilota è portato in off (o R1 è staccato dalla cappa) il LED rosso (D1) deve accendersi dopo un minuto o due. Se ciò non si verifica, P1 deve essere riaggiustato leggermente. Una volta che si sia trovata la miglior taratura per il P1, è facile regolare P2.

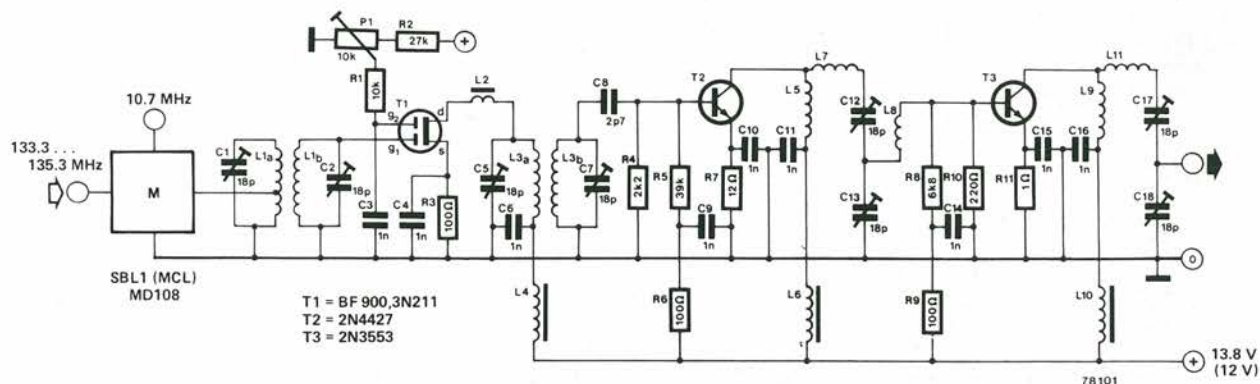
Con la fiamma completamente accesa, il trimmer deve esser ruotato sino a che il LED giallo (D3) rimanga illuminato stabilmente. Quest'ultimo aggiustamento non deve influire su quello del P1.
L'assorbimento in corrente del circuito è all'incirca 25 mA, e si può impiegare ogni sorgente di alimentazione che fornisca da 10 a 15V. Un alimentatore stringato all'osso (trasformatore, rettificatore a ponte, condensatore elettrolitico) serve bene, visto che il vero ponte di misura, riceve la sua alimentazione da una tensione di riferimento che scaturisce dal terminale 10 dell'IC.

Trasmettitore per i due metri

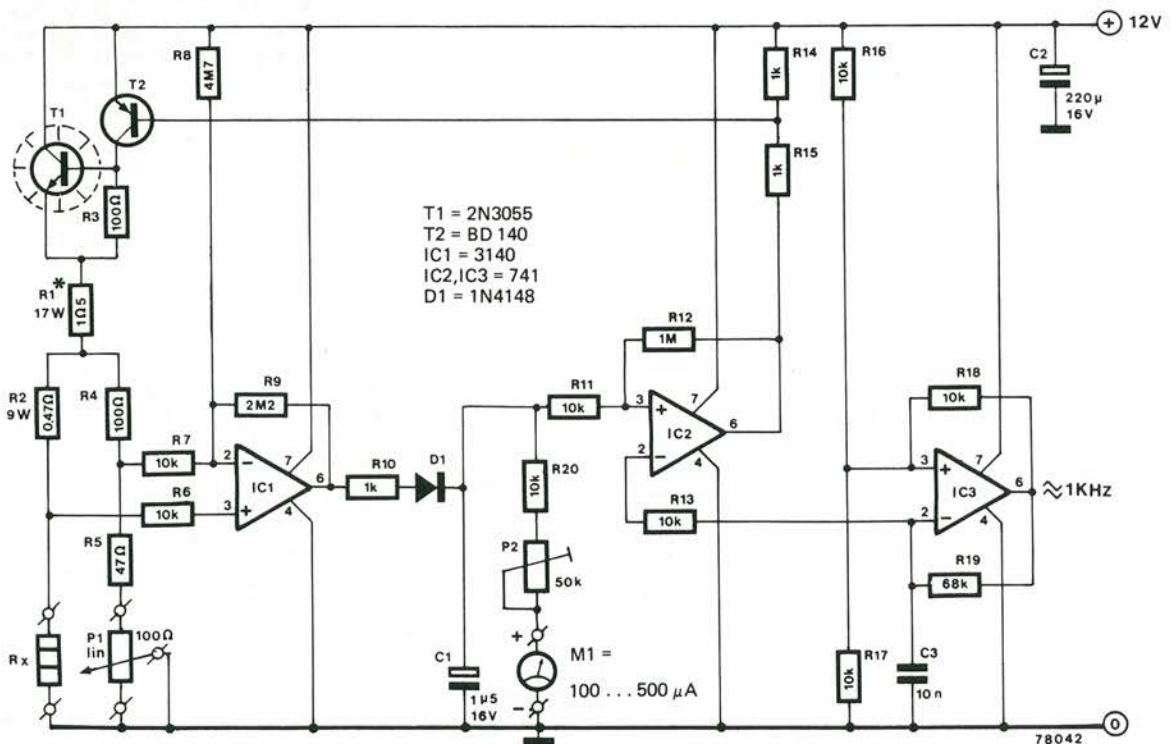
65

Questo trasmettitore che opera sulla banda dei due metri (144...146 MHz), eroga una potenza d'uscita di 1W su 50 ohm. Il circuito va pilotato con due segnali, uno a 10,7 MHz dalla potenza inferiore ad 1 mW, ed un altro proveniente dall'oscillatore locale di conversione del ricevitore che fa coppia per formare la stazione, che può andare da 133,3 a 135,3 MHz. I due sono miscelati in un mixer Schottky doppio bilanciato. Il guadagno necessario per giungere alla potenza d'uscita detta, è ottenuto tramite tre stadi; il primo impiega un MOSFET a doppio gate, la corrente di riposo del quale deve essere di circa 10 mA. La polarizzazione in CC del gate 2 del MOSFET (che detemina il guadagno dello stadio) deve essere regolata tramite P1 a 4V. La corrente di riposo dei T2 e T3, deve essere di 1 mA e 10 mA rispettivamente.
L2 è in pratica una perla di ferrite inserita sul drain del T1. I dettagli di avvolgimento per le rimanenti bobine sono esposti nella Tabella 1. Se non vi è una nota contraria, ogni bobina deve essere avvolta in aria.
Impiegando il trasmettitore, si rende necessario un filtro passabasso posto tra l'uscita e l'antenna per limitare le armoniche; in particolare la seconda e la terza, devono essere ridotte ad una misura accettabile.

Bobina	Diametro int.	Filo	Spire	Note
L1a	6 mm	21 SWG (1 mm)	4	una presa ad una spira lato massa
L1b	6 mm	21 SWG	4	
L2	vedi il testo			
L3a	6 mm	21 SWG	4	
L3b	6 mm	21 SWG	4	
L4	avvolta su di una perla di ferrite	33 SWG (0.3 mm)	4	
L5	6 mm	21 SWG	3	
L6	avvolta su di una perla di ferrite	33 SWG	4	
L7	6 mm	21 SWG	2	
L8	8 mm	21 SWG	2	
L9	8 mm	21 SWG	7	
L10	avvolta su di una perla di ferrite	33 SWG	4	
L11	6 mm	21 SWG	5	

Nota: per tutte le bobine s'impiega filo di rame smaltato.

T1 = BF 900,3N211
T2 = 2N4427
T3 = 2N3553

66 Regolatore per "Glowplug"

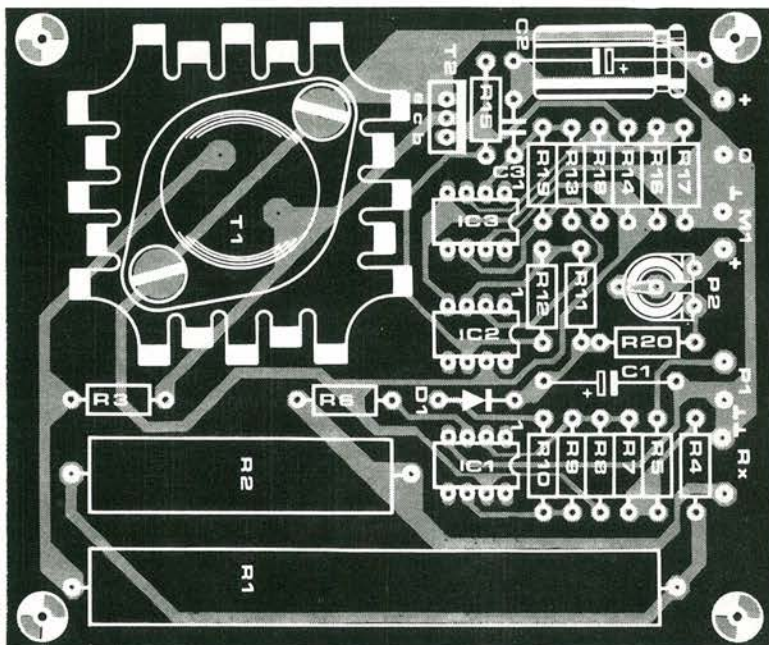
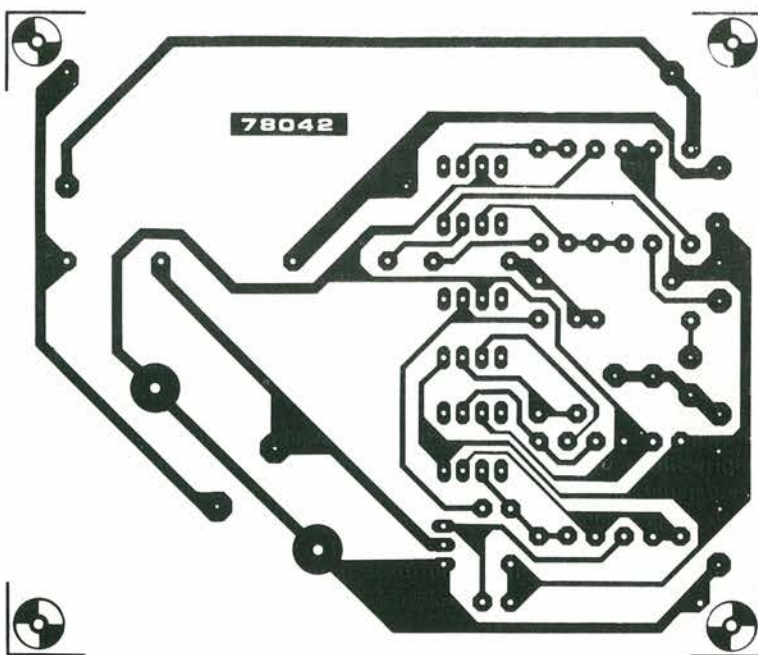
La maggioranza dei modelli di automobile da competizione, battelli, ed aeroplani, impiegano un motore a combustione interna, che deve essere fatto partire tramite un glowplug, o "candeletta". Succede abbastanza spesso che tali glowplug si sporchino o si bagnino (che siano bagnati dal carburante), con il risultato che il motore non si accende. Aumentando temporaneamente la dissipazione della candeletta è possibile "bruciar via" i depositi che non consentono un funzionamento regolare.
Il circuito che descriviamo, è basato sul fatto che il glowplug ha un coefficiente positivo di temperatura. Il circuito realizzato tramite IC3, produce un segnale a forma di triangolo che ha un frequenza di 1 kHz.
Una tensione che varia da 1/3 a 2/3 dell'alimentazione si sviluppa ai capi del C3. Quando la candeletta è fredda, la sua resistenza è relativamente piccola. Di conseguenza, la tensione al terminale 2 dell'IC1 è più grande di quella al terminale 3, con il risultato che l'uscita è bassa ed il terminale 3 dell'IC2 è a sua volta basso. La variazione della CC menzionata in precedenza, è presente al terminale 2 di questo IC, cosicché la sua uscita è bassa, provocando la messa in funzione dei T1 e T2, e lo scorrere di una intensità tramite il glowplug che è determinata dal valore della R1. Se la candeletta è in parte bagnata, vi è il rischio che la parte secca bruci, pulendola in tal modo. È quindi necessario limitare la corrente al doppio di quella normale.
Data la corrente abbastanza alta che circola, il plug si scalda rapidamente e grazie al coefficiene positivo di temperatura, la tensione ai capi di Rx cresce.
Quando la tensione al terminale 3 supera quella presente al terminale 2, la tensione di uscita nell'IC1 sarà all'incirca 220 volte più grande della differenza di tensione riscontrabile ai suoi ingressi. Ciò provoca la carica del C1, ed una parallela lettura tramite lo strumento indicatore. Allorché al teminale 3 dell'IC2 la tensione supera il valore di 1/3 dell'alimentazione, l'uscita di questo comparatore segue la tensione ad onda quadra, da 1 kHz, presente al terminale 2, mentre il duty-cycle del segnale, è tuttavia determinato dall'ammontare della tensione al terminale 3. Più grande è questa tensione, più piccolo è il duty-cycle.
Se la tensione supera i 2/3 dell'alimentazione, l'uscita di IC2 rimane alta in permanenza e T1 e T2 entrano nell'interdizione.
In tal modo, dopo una breve tensione di accensione in CC, al glowplug subentra una corrente ad onda quadra dal valore "alto" che dipende dalla sua temperatura.
Se il plug è sporco o bagnato, la sua resistenza cala, aumentando la durata dal valore "alto", il che si osserva sullo strumento che deflette leggermente.
La tensione al terminale 2 dell'IC1 può essere regolata (R2, Rx, R4, R5 e P1 formano un circuito a ponte) in modo tale che la temperatura del glowplug possa essere variata a sua volta. Ciò è ottenuto come ora diciamo: P2 è regolato per la massima resistenza (se non è disponibile uno strumento di misura si porterà il cursore al terminale che fa capo allo strumento). La temperatura desiderata per il plug, di seguito può essere stabilità tramite il P1, dopodiché P2 sarà regolato per la massima deflessione letta nello strumento.
Se il plug a questo punto è raffreddato (per esempio soffiandoci sopra) è possibile ottenere una indicazione di relazione tra la sua temperatura e l'indicazione dello strumento.
Come è stato detto in precedenza, il valore di R1 determina la corrente che fluisce nel glowplug. Con il valore dato, la corrente sarà di circa 4A. Se s'impiega un cosidetto glowplug "freddo" il valore di R1 deve essere ridotto indicativamente ad 1Ω.
Siccome non si trovano mai due glowplug identici, la corrente impostata tramite P1 deve essere determinata separatamente ed in modo preciso per ciascun elemento. Per praticità, conviene marcare la posizione migliore del P1 caso per caso.
È possibile proteggere completamente il glowplug da ogni eccessivo surriscaldamento incrementando il valore di R4 sino alla determinata temperatura-limite coincidente con il P1 regolato al massimo.
La funzione del circuito, in sostanza ha tre diversi aspetti: prima di tutto regola la temperatura del glowplug, in secondo luogo consente di ripulire la candeletta con una buona sicurezza, ed infine si ha

l'indicazione ottica della dissipazione e della temperatura del glowplug.
È da notare che il 2N3055 deve essere provvisto di un radiatore abbastanza ampio.
Il circuito può essere alimentato direttamente da una batteria per automobile (ad esempio, prelevando la tensione alla presa dell'accendisigaro) sempreché la tensione presente superi i 9V.

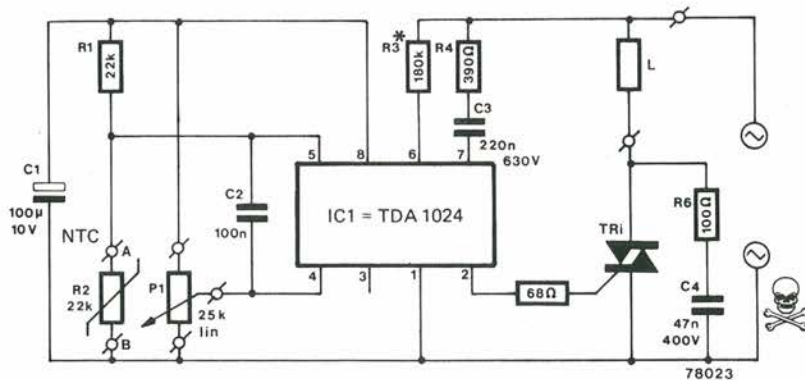
Elenco componenti

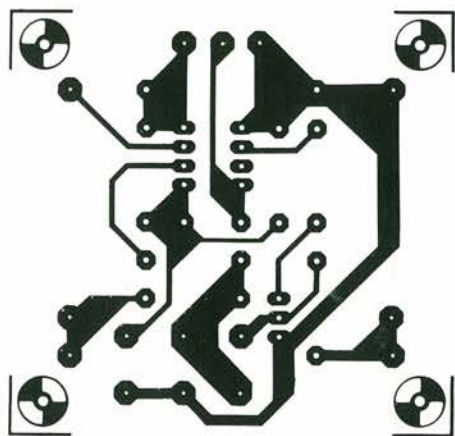
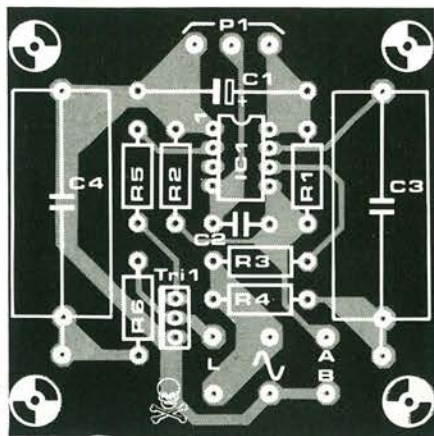
Resistenze:
R1 = 1Ω5/17 W
R2 = 0,47 Ω/9 W
R3,R4 = 100 Ω
R5 = 47 Ω
R6,R7,R11,R13,R16,
R17,R18,R20 = 10 k
R8 = 4M7
R9 = 2M2
R10,R14,R15 = 1 k
R12 = 1 M
R19 = 68 k
P1 = 100 Ω potenziometro lineare
P2 = 50 k trimmer

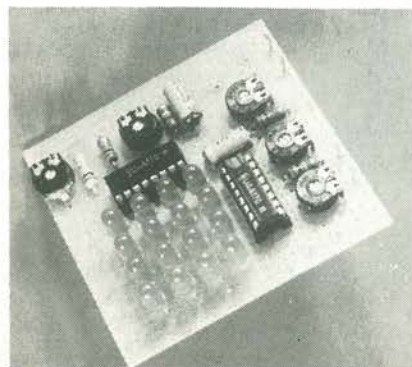
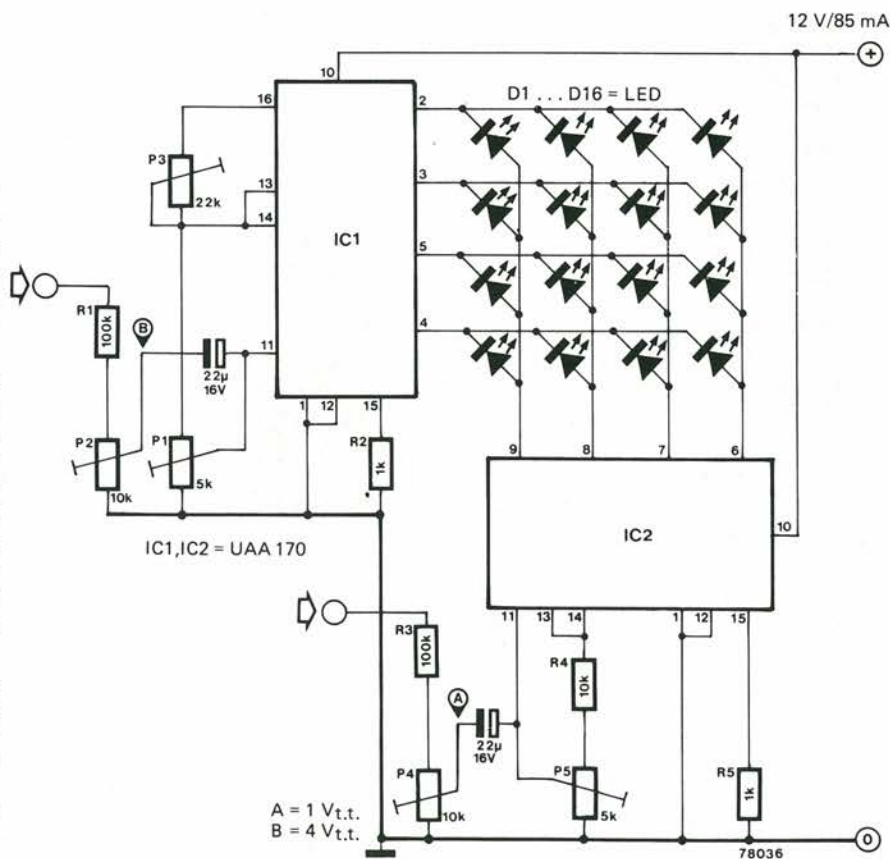
Condensatori:
C1 = 1μ5/16 V
C2 = 220 μ/16 V
C3 = 10 n

Semiconduttori:
T1 = 2N3055
T2 = BD 140
D1 = 1N4148
IC1 = 3140
IC2,IC3 = 741

Varie:
1 manopola calibrata per il P1.
Un microamperometro da 100 ... 500 μA.

Termostato allo stato solido

L'integrato Philips/Mullard TDA 1024, è stato progettato per controllare il funzionamento dei triacs e comprende un comparatore differenziale, nonché un trigger che funziona al passaggio per lo zero della tensione alternata. La figura 1 mostra un impiego tipico di tale IC; un termostato a stato solido che serve per controllare un elemento riscaldante.
La temperatura è valutata da una resistenza a coefficiente negativo di temperatura, ovvero un termistor, R2.
Sino a che la temperatura si mantiene al livello previsto, la tensione al punto di riunione di R1 ed R2 risulta più elevata di quella che s'imposta tramite il P1, ed in

* vedi testo

tal modo, il triac rimane attivato di continuo dai transistori appena superiori allo zero della tensione di rete.
Non appena la temperatura sale, la resistenza di R2 decade, e così la tensione al punto comune di R1 e R2. Quando tale valore diviene più piccolo di quello presente al cursore del P1; il comparatore cambia di stato, ed il triac si spegne; di conseguenza l'elemento riscaldatore non è più alimentato.
La temperatura alla quale il termostato taglia l'alimentazione, può essere stabilita per mezzo del P2.
L'ampiezza degli impulsi di controllo può essere regolata, mutando R3, da 150 μS (R3 = 180 k) a 650 μS (R3 = 820 k).
Ciò è di particolare importanza se si devono controllare carichi molto piccoli, poichè la corrente sul carico nel momento in cui la tensione attraversa lo zero può essere inferiore a quella di tenuta del triac.
L'impiego di impulsi-trigger prolungati, mantengono il triac anche quando la corrente sul carico non avrebbe più il valore tale da mantenere il triac in conduzione.
Application notes per il TDA 1024 Philips/Mullard.

Vettorscopio stereo

Impiegando l'IC voltmetro a LED UAA170, è possibile realizzare un nuovo tipo d'indicatore stereo che offre un display determinato dall'ampiezza e dalla relazione di fase di due segnali d'ingresso. IC1 è pilotato da segnali che provengono dal canale sinistro, e pilota la matrice di 4 × 4 LED relativa alle sue uscite, mentre IC2 è pilotato dai segnali che provengono dal canale destro e pilota a sua volta le colonne della matrice. In ogni momento, vi sono di conseguenza dei LED accesi, nella matrice, che dipendono dall'ampiezza istantanea dei due segnali.
Poichè i segnali alternati d'ingresso mutano di continuo, anche il display subisce continue mutazioni, ed il disegno luminoso prodotto, non è dipendente solo dall'ampiezza, ma anche dalla fase dei segnali. Per esempio, se due segnali d'ingresso hanno la medesima frequenza, la matrice s'illumina a forma di figura di Lissajous. Se i segnali hanno la medesima ampiezza e la stessa fase, la figura sarà una linea diagonale.
Il circuito ha cinque punti di regolazione. P1 e P5 stabiliscono la polarizzazione di riposo dei due IC, quindi determinano quali LED nel display devono rimanere accesi anche in mancanza di segnali.
Normalmente, questi controlli saranno regolati in modo che i quattro LED centrali si accendano appena. P2 e P4 regolano le sensibilità degli ingressi verticali ed orizzontali, rispettivamente, mentre il P3 gradua la luminosità del display. L'assorbimento di corrente di picco è di circa 100 mA.
La sensibilità ai due segnali d'ingresso è diversa.
Per ottenere il massimo livello di uscita dall'IC2, serve un segnale di 1V da picco a picco presente al cursore del P4, mentre servono 4 V da picco a picco al cursore del P2 per ottenere la massima uscita dall'IC1.
Tuttavia, regolando P2 e P4 e/o variando il valore di R1 ed R3, la sensibilità ai due ingressi può essere eguagliata, sia pure ad un livello alto. Per piccoli segnali d'ingresso, R1 ed R3 devono essere omesse del tutto, ma si deve mettere buona cura per assicurarsi che la tensione di picco d'ingresso che fa capo al terminale 11 di ciascun IC non possa superare i 6V.

Servo amplificatore

69

È possibile realizzare un servo amplificatore dall'alta qualità, impiegando solo un IC ed una manciata di altre parti passive. L'IC, uno SN28654 della Texas Instruments, comprende un modulatore in ampiezza ad impulsi ed uno stadio d'uscita in grado di controllare il servomotore (vedi la figura 1).
Un impulso d'ingresso che giunga sul terminale 3, è comparato con un impulso generato dal multivibratore monostabile (il "monoflop"). L'impulso risultante è ristretto (impiegando un sistema RC ed un trigger di Schmitt), quindi passato allo stadio d'uscita e da questo al motore.
Il circuito completo si vede nella figura 2. A parte il sistema RC (R5/C4 ed R8/C5) più qualche condensatore di disaccoppiamento, l'unico componente esterno di qualche importanza è il servomotore con il servopotenziometro unito.
Tale potenziometro, controlla la temporizzazione del monoflop interno, cosicché il motore gira solamente se la lunghezza dell'impulso interno corrisponde a quella dell'impulso esterno, presentato all'ingresso: sempreché il motore sia connesso esattamente, com'è ovvio!
Il circuito stampato del dispositivo si vede nella figura 3 ed offre l'opzione di poter includere un inverter (tra i terminali 1 e 2) nel caso che sia necessario. Ciò significa, che all'ingresso si possono applicare impulsi negativi o positivi di controllo.
I vantaggi di questo servo-amplificatore sono i seguenti:
- elevata corrente d'uscita: 400 mA senza transistori esterni di potenza.
- possibilità di far ruotare il motore in ambedue le direzioni con un'alimentazione singola.
- "zona morta" regolabile (questa è determinata dal C3).
- assorbimento minore di 800 mW.

1

RC NC A B NC RC
14 13 12 11 10 9 8
output stage
FF
SM
SM
inverter
Monoflop
SN28654
1 2 3 4 5 6 7
Inverter input input VCC Timing C
79509 1

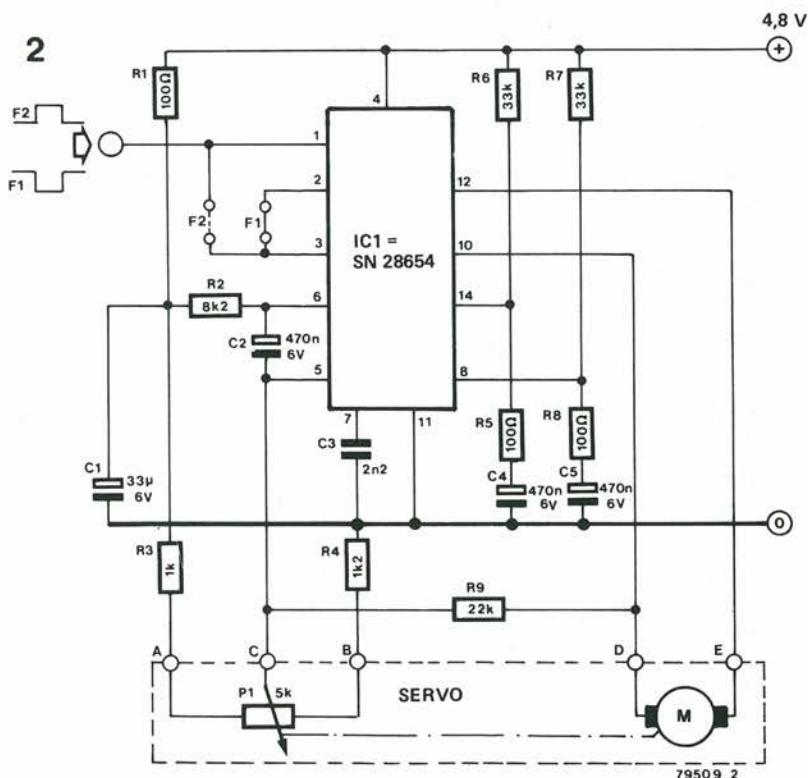
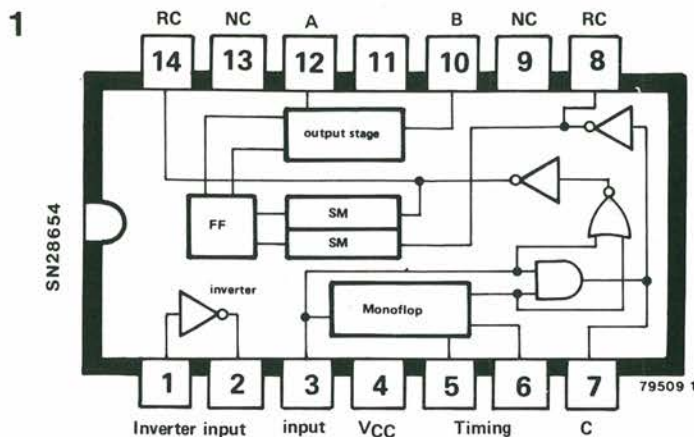
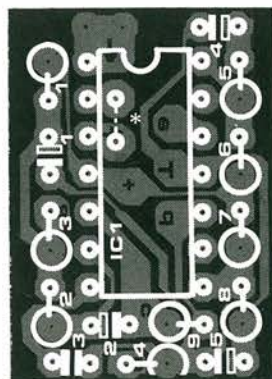
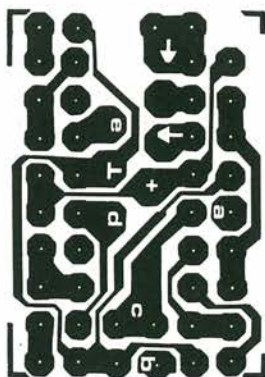
2

3

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R5,R8 = 100 Ω
R2 = 8k2
R3 = 1 k
R4 = 1k2
R6,R7 = 33 k
R9 = 22 k

Condensatori:
C1 = 33 µ/6 V
C2,C4,C5 = 0.47 µ/6 V
C3 = 2n2

Semiconduttori:
IC1 = SN 28654

70 Base dei tempi per contatore IC

Un nuovo integrato Mostek, il modello MK 5009, riunisce in se una completa base dei tempi per frequenzimetri ed altre applicazioni analoghe. Lo schema a blocchi dell'IC è riportato nella figura 1. Il dispositivo incorpora un circuito di clock (che può essere impiegato con una frequenza esterna di riferimento, con un circuito temporizzatore R/C, ed anche con un cristallo) ed un divisore programmabile. Applicando l'appropriato codice binario agli ingressi programmabili, il rapporto di divisione può essere mutato in successivi passi a decadi, da 10^0 a 10^8. È possibile ottenere altri rapporti di divisione, e forse il più interessante è la divisione 2×10^4 che dà una uscita a 50 Hz, con un cristallo da 1 MHz, ovvero una frequenza di clock di 1 MHz, nonché 60 Hz con una frequenza di clock di 1,2 MHz.

Un circuito pratico che impiega il Mostek MK 5009, è mostrato nella figura 2, mentre nella tavola 1 appaiono i rapporti di divisione che possono essere ottenuti con le diverse combinazioni di S1 e D4. Nel circuito, s'impiega un cristallo da 1 MHz nella connessione di risonanza parallela; il quarzo da impiegare deve essere del tipo che risuona in parallelo con 30 p.

L'uscita suddivisa è reperibile al terminale 1 dell'IC. Tale uscita può pilotare delle logiche CMOS oppure TTL direttamente. Tuttavia, siccome l'IC è abbastanza dispendioso, è raccomandabile che sia impiegato con uno stadio divisore sempre connesso alla sua uscita.

Tale stadio può avere la forma di un gate o buffer tanto TTL quanto CMOS, e può essere anche basato su di un transistor FET così come bipolare. La frequenza di clock che fuoriesce al terminale 10 dell'IC deve essere analogamente separata dal resto del circuito.

La taratura fine del circuito per la massima precisione nell'uscita, può essere eseguita tramite C2. Con il rapporto di divisione impostato su 10, C2 deve essere regolato per il battimento zero dell'uscita con una emissione-campione, come quella dell'Istituto Galileo Ferraris, o la WWV, che risulta ben captabile in Italia, o altre trasmissioni-standard.

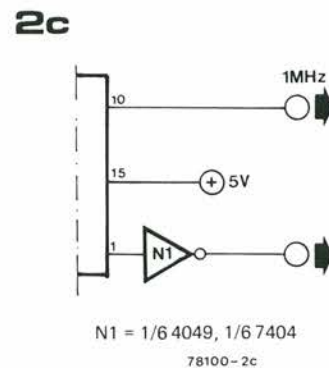
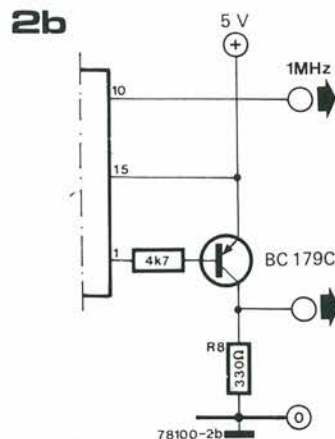
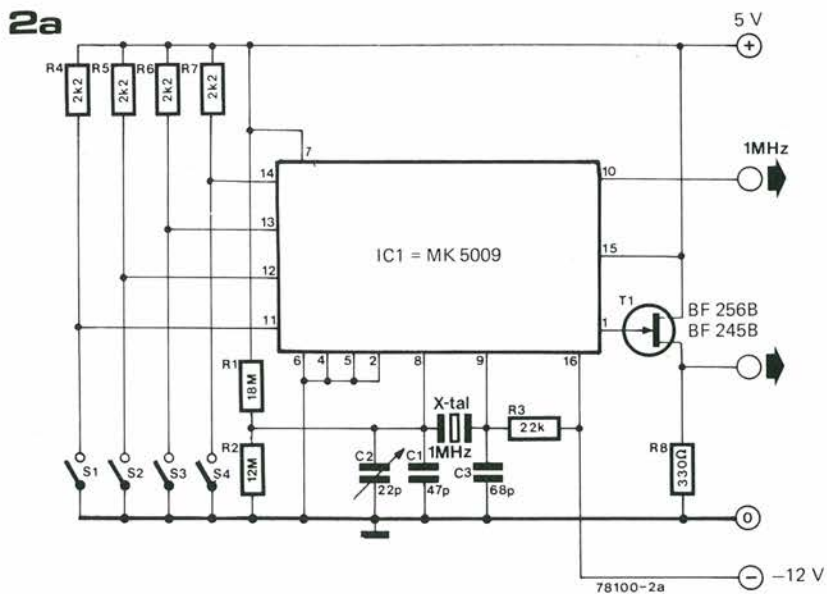
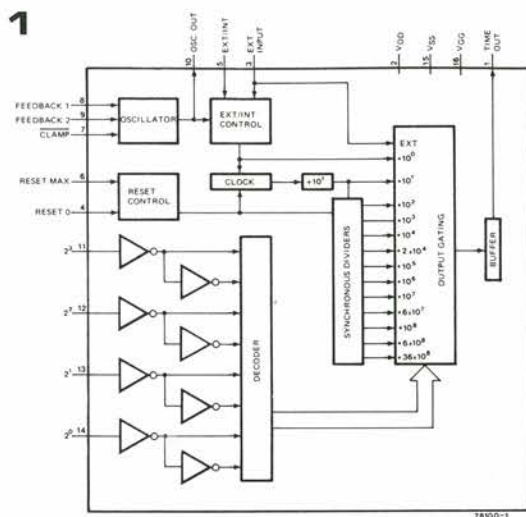
S1	S2	S3	S4	rapporto di divisione
0	0	0	0	10^0
0	0	0	1	10^1
0	0	1	0	10^2
0	0	1	1	10^3
0	1	0	0	10^4
0	1	0	1	10^5
0	1	1	0	10^6
0	1	1	1	10^7
1	0	0	0	10^8
1	0	0	1	6×10^7
1	0	1	0	36×10^8
1	0	1	1	6×10^8
1	1	1	0	2×10^4

0 = interruttore chiuso
1 = interruttore aperto

1

2a

2b

2c

Gate sempre inclusivo mai esclusivo

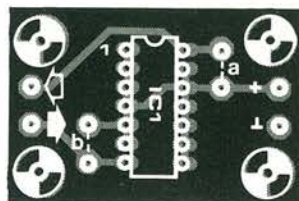
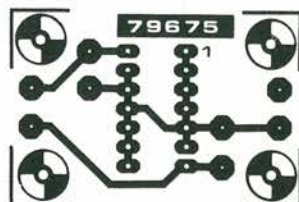
Con il circuitino stampato che si osserva, è possibile realizzare un "gate sempre inclusivo" collegando il ponticello "a", oppure un "gate mai esclusivo" collegando il ponticello "b". Il circuito funziona in modo soddisfacente con moltissimi IC (vedi elenco componenti). Per ragioni di costo, sarebbe suggeribile l'impiego di un IC che abbia un settore difettoso, ma il circuito non se ne ha troppo a male se s'impiega un IC nuovo e perfetto.

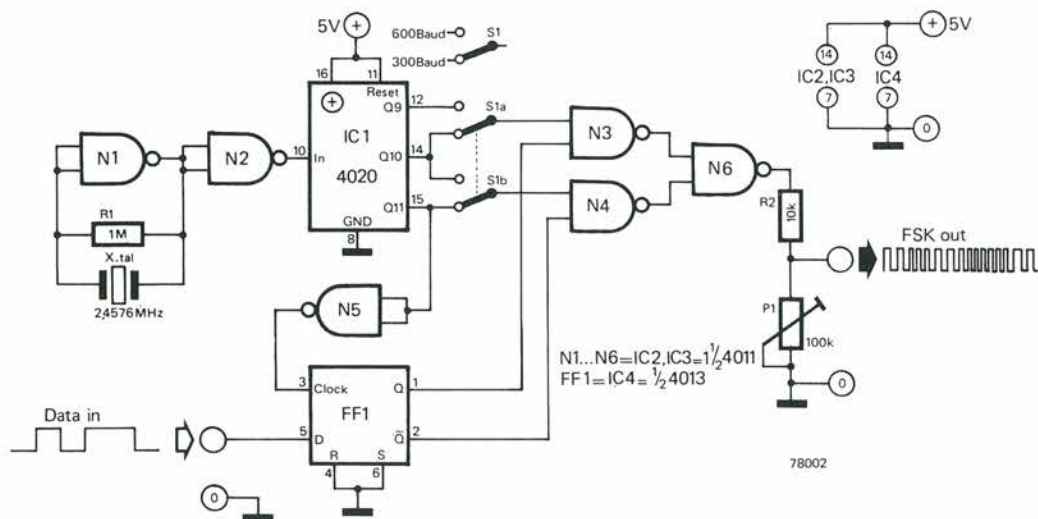
Elenco componenti

Semiconduttori:

IC1 = 7400,7401,7402,7403,7404,7405, 7406,7407,7408,7409,7410,7412,7413, 7414,7415,7416,7417,7420,7422,7425, 7426,7427,7428,7430,7432,7433,7437, 7438,7440,7450,7451,7453,7454,7460, 7470,7472,7474,7480,7481,7486,7487, 7495,74104,74105,74107,74110,74115, 74121,74122,74125,74126,74128, 74132,74164,74176,74177,74178, 74180,74183,74196,74197,74278 (or equ.).

Varie:

Cavallotti in filo (vedi testo)

Modulatore CMOS FSK 72

H.W. Braun

Per poter incidere delle informazioni digitali su nastro, o per trasmetterle a grande distanza su di una linea telefonica, s'impiega sovente un modulatore che converte gli impulsi digitali in segnali del tipo FSK (Frequency Shift Keyed), in pratica modulati in frequenza. Lo schema dato, mostra un semplice ma affidabile modulatore FSK che ha anche il vantaggio di non richiedere alcuna calibrazione.

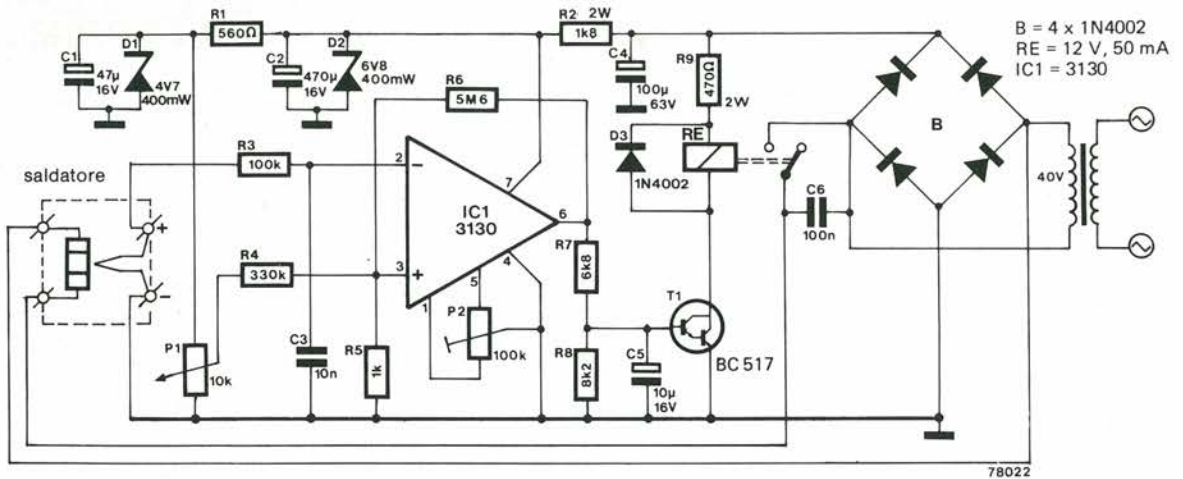
Un oscillatore a cristallo fornisce degli impulsi di riferimento all'ingresso di un contatore, IC1. All'uscita Q10 del contatore, il segnale ha una frequenza di circa 2400 Hz, mentre un segnale dalla metà esatta della frequenza, come dire 1200 Hz, è disponibile all'uscita Q11. Siccome s'impiega un oscillatore a cristallo, la frequenza di ambedue questi segnali è stremamente stabile. In riferimento al livello logico dei segnali d'ingresso, una delle frequenze dette è avviata all'uscita.

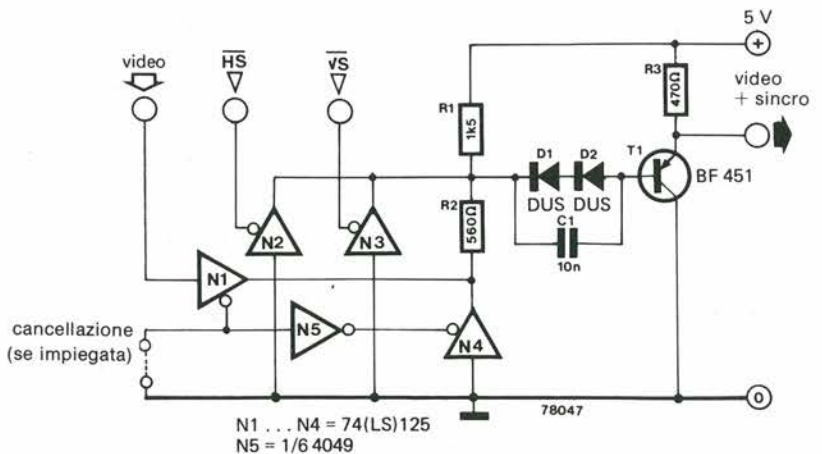
La commutazione tra le due frequenze si effettua per tramite del flip-flop FF1, le uscite del quale pervengono alle gates N3 ed N4. Siccome il flip-flop riceve il clock dal segnale a 1200 Hz, il segnale FSK consiste sempre di un ciclo "completo" di segnali a 1200 e 2400 Hz. Tale arrangiamento è necessario per facilitare la demodulazione del segnale FSK. Con il doppio deviatore S1 nella posizione che si vede nello schema, il modulatore eroga i dati alla velocità di 300 Baud (bit per secondo). Cambiando la posizione di S1 si può ottenere una velocità di trasmissione di 600 Baud, ed in questo caso, la frequenza impiegata passa da 2400 Hz a 4800 Hz. Siccome il numero di bits per ogni ciclo rimane comunque la stessa, l'attendibilità del modulatore non risulta peggiorata.

L'ampiezza del segnale all'uscita può essere variata tramite il P1. Se il modulatore è impiegato con un registratore a cassette, può essere necessario includere un filtro passabasso tra l'uscita del modulatore ed il registratore.

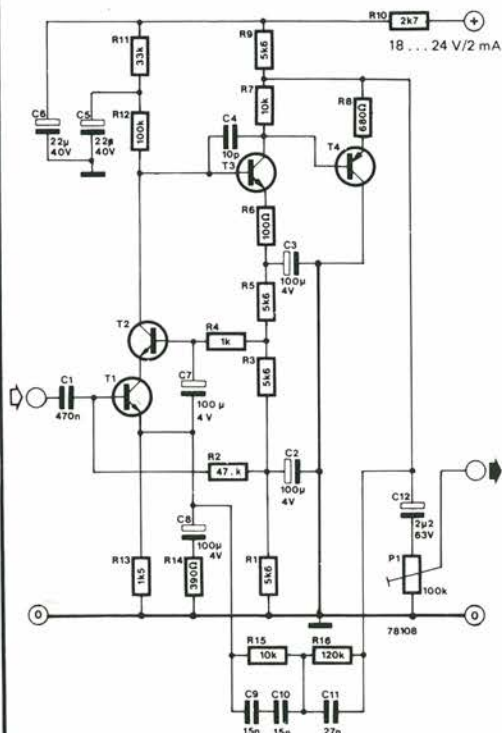
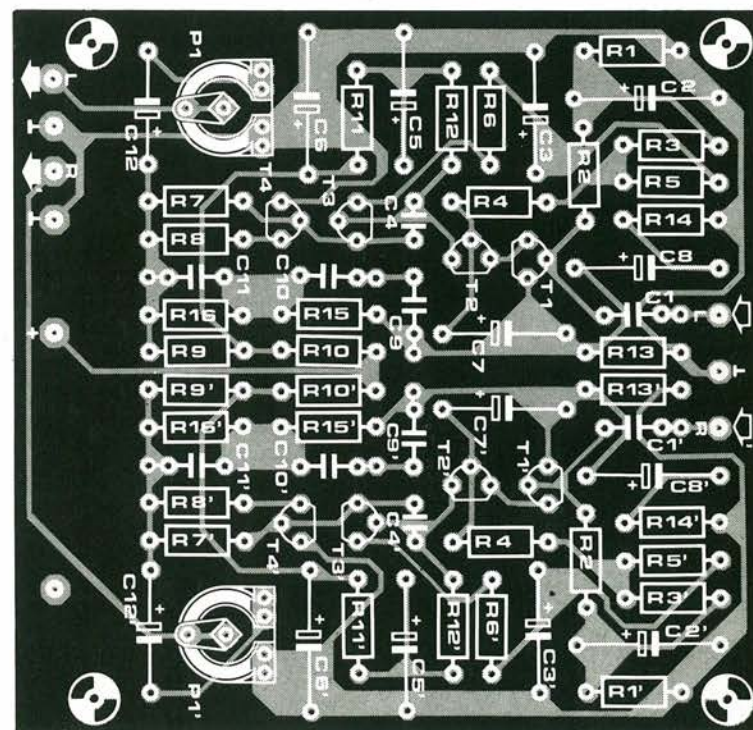
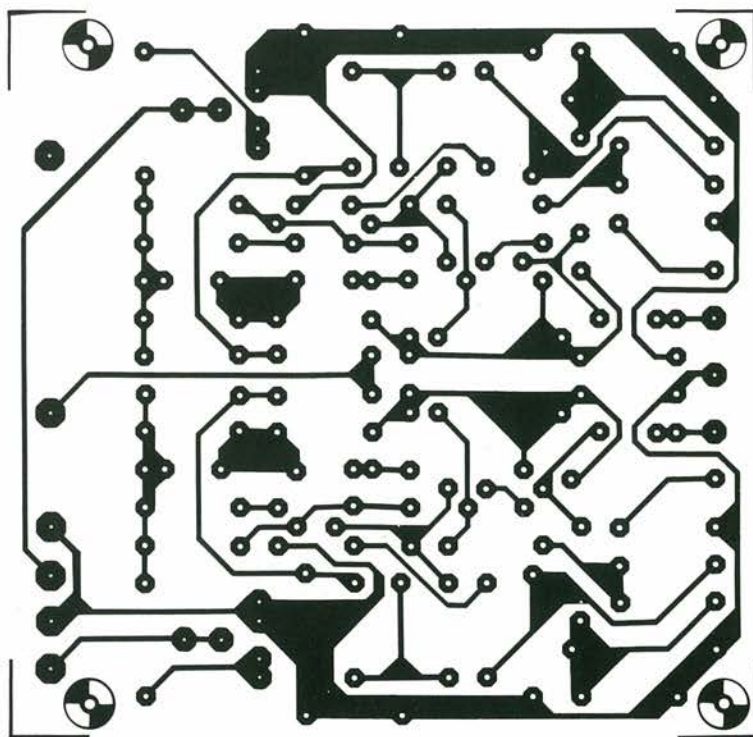
Un semplice sistema RC cha abbia una frequenza di taglio di circa 5 kHz serve ottimamente allo scopo. Anche se in effetti il quarzo da 2,4576 MHz può essere rintracciato in commercio, in certi casi il reperimento può risultare difficile ed in tal caso conviene sperimentare con quarzi che abbiano altri valori e che siano disponibili, scegliendo altre uscite per il contatore.

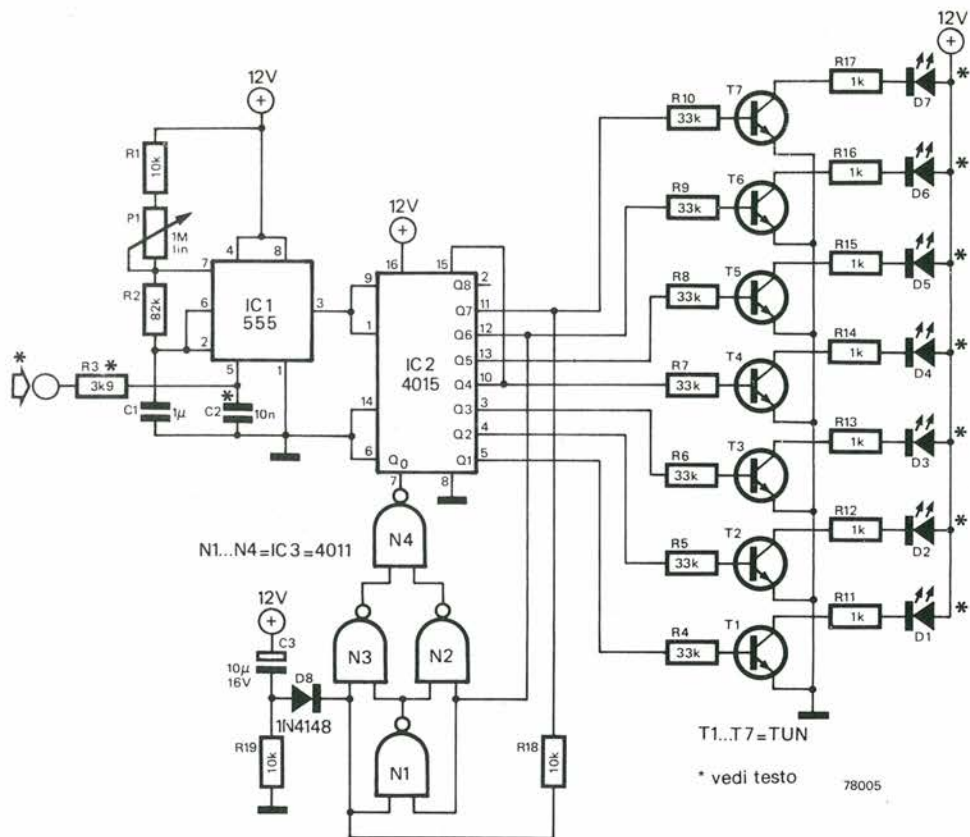
73 Saldatore a controllo elettronico

Un semplice regolatore per saldatori da 40V può essere realizzato impiegando appena un amplificatore operazionale, un transistor ed una manciata di altri componenti.
L'amplificatore operazionale va impiegato come comparatore. L'uscita del sensore della temperatura sul saldatore è collegato all'ingresso invertente e comparata con la tensione di riferimento all'ingresso non-invertente, stabilita dal P1. Quando l'uscita del sensore di temperatura è più bassa di quella del riferimento in tensione, l'uscita dell'amplificatore operazionale è alta ed il transistor T1 è portato nella conduzione.
In tal modo il relais si chiude ed il saldatore è alimentato. Ad un certo punto, il saldatore si scalda ed allora l'uscita dal sensore oltrepassa quella del riferimento, cosicché l'uscita dell'amplificatore operazionale diviene negativa interdicendo il T1. R6 introduce una certa isteresi per evitare che il relais "ronzi" dando un contatto intermittente. D1 e D2 sono inclusi per stabilizzare la tensione di riferimento.
La procedura di calibrazione è relativamente semplice. Molti sensori di temperatura impiegati nei saldatori a 40V hanno una sensibilità di circa 5 mV/100°C. P1 inizialmente sarà posto al massimo. Quando si applica l'alimentazione il relais quindi si chiude. L'uscita del sensore della temperatura va misurata con un millivoltmetro, e P2 deve essere poi regolato in modo tale che il relais cada a riposo quando la tensione giunge a 20 mV, valore corrispondente a 400°C. In alternativa, il P2 può essere regolato in modo che il relais vada a riposo quando il saldatore sia scaldato abbastanza per sciogliere immediatamente lo stagno non appena lo tocca.

74 Semplice mixer video

Questo mixer video può essere impiegato per combinare segnali video digitali (al livello TTL) con gli impulsi di sincro TV verticali ed orizzontali per ottenere dei segnali video compositi.
Il circuito è piuttosto insolito, in quanto impiega un buffer IC del tipo 74(LS)125 a tre stati.
Le informazioni relative all'immagine sono portate al sistema di N1 ed R2. In assenza di sincronismo, le uscite di N2, N3 ed N4 rimangono nel loro stato ad alta impedenza, cosicché la tensione al punto comune di R1 ed R2 varia con il segnale video tra i livelli del bianco e del nero.
Se un segnale di riga (HS) è presente all'ingresso di controllo di N2 o un impulso di sincronismo verticale (VS) è presente allo N3, quindi le uscite di N2 ed N3 assumono il loro stato attivo e vanno allo stato basso essendo posto a massa l'ingresso. Ciò porta la tensione al punto di riunione di R1 ed R2 al livello del sincro.

È previsto anche un ingresso per la cancellazione; quando questo va allo stato alto, l'uscita di N1 è inibita mentre l'uscita di N4 diviene bassa, portando la tensione tra R1 ed R2 al livello del nero. L'uscita del mixer è amplificata e separata dal carico tramite T1, ed in tal modo può essere connessa direttamente ad un modulatore UHF o agli stadi video di un televisore.
(Consigliamo di rivedere anche il progetto N°28, pubblicato in precedenza in questo stesso numero).

Preamplificatore per incisioni discografiche

Il dettaglio più insolito di questo preamplificatore è che lo stadio d'ingresso è un cascode a due transistori, invece che il solito stadio monotransistore.
La figurazione detta è assai meno penalizzata dagli effetti del rumore, ed ha altri vantaggi. La reazione negativa collettore-base che occorre con il singolo transistor può essere quasi del tutto trascurata con un amplificatore cascode. Ciò significa che l'impedenza della sorgente (come dire la cartuccia) ha un effetto trascurabile in relazione alle caratteristiche dell'amplificatore. Il cascode offre inoltre un maggior guadagno.
Un guadagno ulteriore è dato da T3 e da T4. Questi stadi hanno una bassa impedenza d'uscita, che è necessaria per pilotare il sistema di equalizzazione RIAA, la cui impedenza cade a bassissimi valori per la frequenze più elevate.
Il guadagno dell'apparecchio è di circa 34 dB (× 50) ad 1 kHz e l'uscita segue la curva d'incisione RIAA (IEC) entro 0,5 dB. Il guadagno del circuito può essere aumentato riducendo il valore di R14 o ridotto regolando il P1. La massima tensione d'uscita è approssimativamente 9V da picco a picco ad 1 kHz per una tensione-segnale all'ingresso di 180 mV da picco a picco. I massimi segnali d'ingresso che il preamplificatore accetta alle altre frequenze, prima di sovraccaricarsi, sono in pratica i valori inversi della curva RIAA.

T1,T2,T3 = BC 549C,BC 550C
T4 = BC 559C,BC 560C

76 Lampada ad accensione pseudocasuale

Se un certo numero di uscite di un registro a scorrimento sono collegate in controreazione all'ingresso dei dati attraverso una gate EXOR, le uscite Q del registro lavorano con il massimo possibile di stati logici reciprocamente diversi. Impiegando le uscite Q si possono pilotare i LED in forma di presentazione visiva della tavola della verità, se si fa ricorso ad un sistema EXOR che realizzi la controreazione. Ad ogni impulso di clock uno stato logico "1" (LED acceso) oppure uno stato logico "0" si sposta di una posizione, ed in pratica si ha una luce che circola.

In questo circuito, le uscite Q di un registro a scorrimento (IC2), che ha sette bits, sono fatte rigirare tramite un sistema digitale EXOR (N1...N4) sino al ritorno sul terminale 7, l'ingresso dei dati del registro.

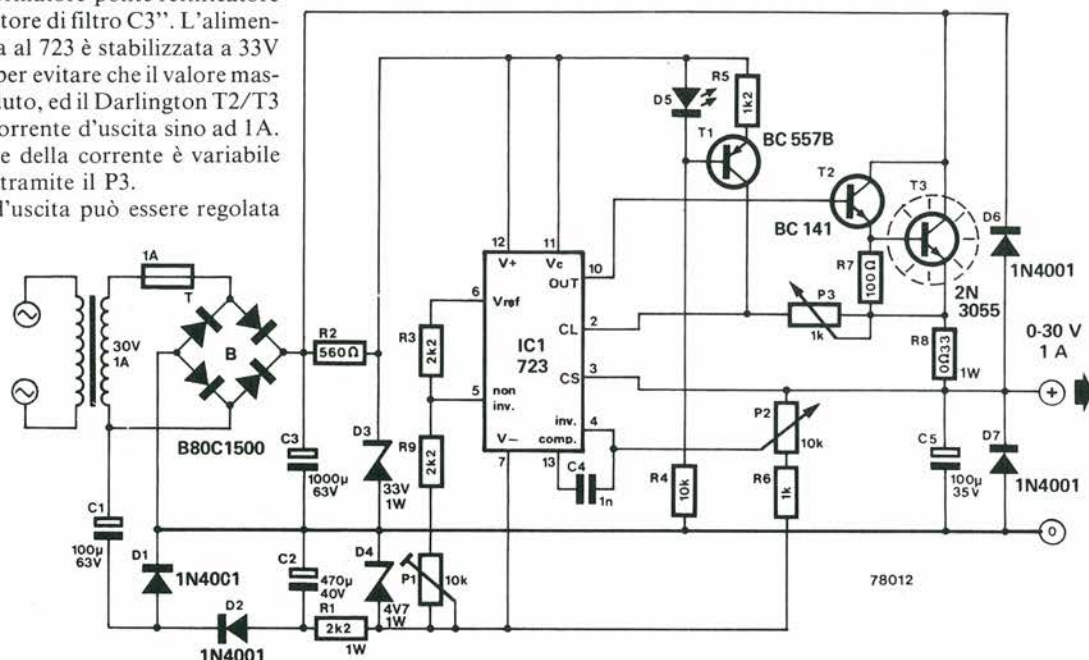
Gli impulsi di clock sono erogati dall'IC1. La frequenza di clock, quindi la velocità di scorrimento delle luci, può essere regolata tramite P1. Le resistenze da R4 ad R17, nonché i transistori T1...T7 sono inclusi in circuito per poter pilotare i LED, R18, R19, C3 e D8 assicurano che quando il circuito è alimentato, un livello logico "1" appaia all'ingresso dei dati, ed in tal modo le uscite del registro non possano essere tutte al livello zero in alcuna occasione.

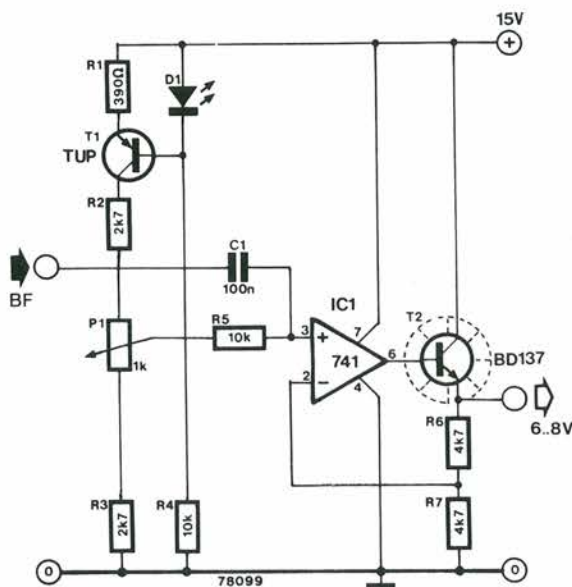
Il circuito può essere esteso per essere impiegato come organo luminoso. I LED possono essere sostituiti da altrettanti accoppiatori ottici che, con i necessari complementi (triac ecc.) danno la possibilità di controllare delle lampade ad incandescenza.

Una versione rettificata di un segnale audio può essere presentata alla R3 per controllare l'ingresso dell'IC1 e per modulare la frequenza di clock del registro nonché la velocità della luce circolante. In tal caso, il condensatore C2 può essere omesso. Variando la tensione di controllo tra 0 e 15V si avrà una mutazione del clock tra il 50% ed il 150% del valore che si ottiene lasciando non connessa la R3.

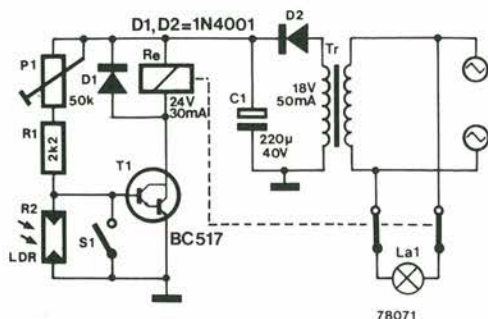
77 Alimentatore regolato da 0 - 30 V

Questo alimentatore per il laboratorio offre eccellenti regolazioni sia nei confronti della rete che del carico, e la tensione ricavata può variare continuamente da 0 a 30V, con una corrente d'uscita continua di 1A. L'uscita è limitata e protetta contro i più vari incidenti, una tensione inversa o anche una tensione elevata che giunga dall'esterno. Il complesso si basa sul ben noto IC 723, regolatore. Come sanno tutti i lettori che hanno avuto occasione d'impiegare tale IC, la minima tensione d'uscita normalmente ottenibile dal dispositivo è + 2V relativamente al terminale − V, che di norma è collegato alla massa generale: 0V. Il problema di come eliminare questo minimo, può essere risolto collegando il terminale + V ad un potenziale negativo di almeno 2V, in modo tale che la tensione si abbassi da + 2V relativi a zero V.

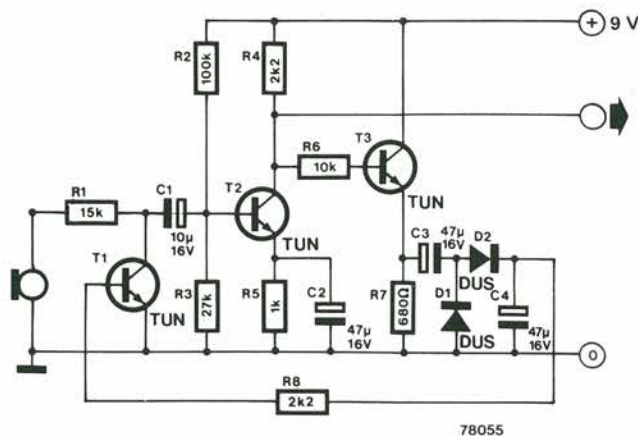
Ad evitare la necessità dell'impiego di un trasformatore munito di secondari multipli, il negativo ausiliario può essere ottenuto impiegando un sistema duplicatore che nel nostro caso comprende C1, C2, D1 e D2 ed è stabilizzato a −4,7V tramite R1 e D4. L'impiego di −4,7V invece di −2V dice che l'amplificatore differenziale che fa parte del 723 lavora bene con questa tensione "common mode" se anche l'uscita in tensione è zero.
L'alimentazione avviene logicamente a rete, ed il positivo è ottenuto dalla solita catena "trasformatore-ponte rettificatore B1 - condensatore di filtro C3". L'alimentazione diretta al 723 è stabilizzata a 33V tramite il D3 per evitare che il valore massimo sia ecceduto, ed il Darlington T2/T3 amplifica la corrente d'uscita sino ad 1A. La limitazione della corrente è variabile in continuità tramite il P3.
La tensione d'uscita può essere regolata tramite il P2, mentre il trimmer P1 serve per stabilire lo zero dell'uscita.
L'alimentatore è protetto contro l'inversione della polarità eventualmente rimbalzata all'uscita del carico tramite D7, e dalle eventuali sovratensioni di rimbalzo sino a 63V dal D6.
Per portare a zero la tensione d'uscita, P2 va prima ruotato in senso antiorario (con il cursore verso R8) e si regolerà poi il P1 sino ad ottenere lo zero perfetto.
Con il P2 regolato completamente in senso orario, la tensione d'uscita deve essere all'incirca di 30V. Se, a causa della tolleranza delle parti, la massima uscita risulta inferiore a 30V, il valore di R6 potrà essere leggermente ridotto.
Realizzando il complesso, si deve dedicare particolar cura alla realizzazione di un ritorno generale (0V) dalla bassissima resistenza (si userà un filo molto grosso o un'ampia traccia nel circuito stampato). Se non si valuta attentamente la situazione, si può avere una caduta lungo questo ramo, che causerebbe una regolazione scarsa ed un notevole ronzio all'uscita.

Alimentatore "modulabile"

Questo alimentatore CC ha la particolarità che la sua uscita può essere modulata da un segnale audio, o altro segnale a bassa frequenza. È inteso per l'impiego con un oscillatore a diodo di Gunn o per la modulazione in ampiezza degli stadi d'uscita di un trasmettitore.
Il complesso, di base consiste in un amplificatore che ha il guadagno di 2, e che comprende un amplificatore operazionale del tipo 741, nonché un emitter follower T2 per aumentare la possibilità di erogazione di corrente dell'uscita. La tensione CC di uscita dell'amplificatore può essere regolata tra 6 e 8V tramite P1, mentre il segnale alternato di pilotaggio sarà portato al C1 per modulare l'uscita tra 3 a 10V.
La banda di lavoro del complesso va da 200 Hz a 30 kHz. L'assorbimento in mancanza di carico del complesso è di circa 5 mA e la massima corrente erogabile si aggira su 800 mA a 6V, se T2 è provvisto di un adeguato radiatore.

79 Illuminatore automatico per acquario

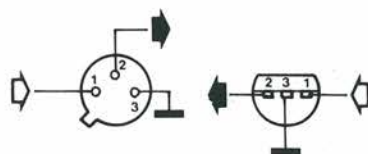
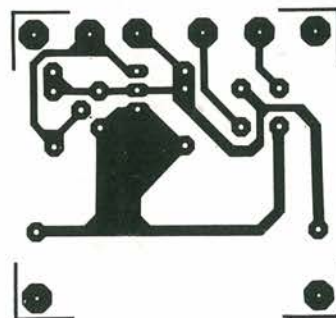
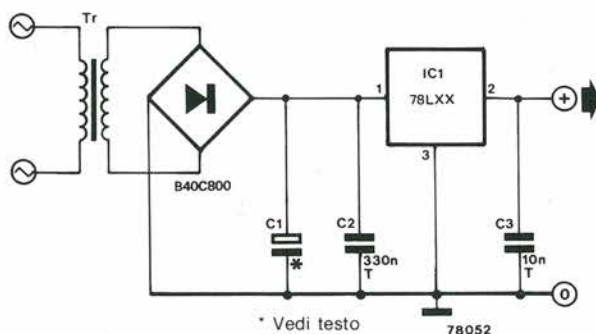
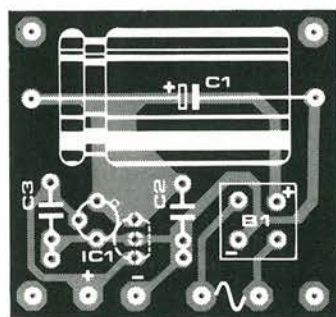
A. Krumme

Per simulare la forte luce solare dei paesi tropicali, gli acquari popolati da pesci esotici, necessitano spesso di una illuminazione artificiale.
Tuttavia, tale illuminazione deve essere accesa e spenta ciclicamente per mantenere la simulazione dell'alternarsi del giorno e della notte. Il più semplice sistema per ottenere tale funzione, è l'impiego di un sensore fotoelettrico che controlli la luce in modo che si accenda all'alba e si spenga al tramonto.
Nel circuito presentato, quando non vi è una luce che solleciti la resistenza dipendente dalla luce R23, si ha una resistenza alta e T1 è posto nella conduzione dalla corrente di base che scorre attraverso P1 ed R1.
Se il T1 conduce, il relais Re1 risulta attratto e la lampada che illumina l'acquario si spegne, visto che Re1 è connesso tramite i contatti normalmente chiusi. Di conseguenza, la luce del serbatoio è spenta durante il periodo notturno.
All'alba, la resistenza di R2 cala ed il potenziale al punto di riunione R1 ed R2 decade al di sotto della tensione minima per attivare la base del T1. Re1, allora va a riposo, i contatti si chiudono e la luce dell'acquario si accende.
La LDR deve essere montata in un tubo

che punti verso una finestra, ma non deve "vedere" luce estranee al ciclo naturale, come l'illuminazione stradale notturna, o insegne o altro di simile, visto che in tal modo si avrebbe un funzionamento irregolare del complesso. La sensibilità del circuito può essere regolata tramite P1. S1 consente di controllare manualmente le luci.
La scelta per le parti non è critica. Si possono impiegare dei trasformatori e dei relais diversi da quelli indicati, ma la tensione dell'avvolgimento del relais deve essere all'incirca più grande di 1,4V rispetto a quella RMS del trasformatore, ed il trasformatore, a sua volta, deve poter erogare una corrente 1,4 volte più grande di quella assorbita dal relais. Non è nemmeno critico il tipo della LDR che si vuole usare, visto che il P1 permette una vasta gamma di regolazione. T1 deve essere un transistor Darligton del genere del BC 517 o alternativamente una coppia di Darlington realizzata collegando tra di loro due TUN.
Il circuito può essere adottato per la luce da portone semplicemente invertendo la connessione ai contatti del relais. La luce da portone o atrio, in tal modo si spegnerà all'alba. In tal caso, evidentemente, la LDR dovrà essere schermata dalla luce artificiale esterna.

80 Preamplificatore microfonico di AGC

Questo preamplificatore microfonico incorpora il controllo automatico del guadagno, che mantiene il livello d'uscita molto ben costante per una larga gamma di livelli d'ingresso. Il circuito è particolarmente indicato per pilotare i modulatori delle stazioni trasmittenti e permette di avere una percentuale di modulazione molto elevata, in media.
Lo si può anche utilizzare nei sistemi di diffusione circolare, negli interfonici o simili e consente una migliore intellegibilità del messaggio, mentre compensa le variazioni tra i dicitori che si alternano al microfono.
Il vero amplificatore del segnale microfonico è il T2 che lavora con l'emettitore in comune; il segnale è infatti ripreso al collettore. Una porzione del segnale in uscita è riportata dall'emettitore del T3 ad un rivelatore di picco che comprende D1/D2 e C4. La tensione presente sul C4 serve per controllare la corrente della base del T1, che è parte dell'attenuatore d'ingresso. Ai livelli bassi del segnale, la tensione del C4

è bassa, quindi T1 assorbe una corrente molto limitata. Non appena il livello dei segnali cresce, la tensione del C4 s'impenna e T1 conduce maggiormente, attenuando il segnale all'ingresso.
Il risultato complessivo è che se i segnali all'ingresso divengono più ampi, vi è una più forte attenuazione, e di conseguenza l'uscita rimane ben costante per una importante gamma di livelli d'ingresso. Il circuito può essere impiegato per segnali all'ingresso che abbiano un valore da picco a picco dell'ordine di 1V, massimo.
Il microfono può essere sostituito da un piccolo altoparlante magnetico, negli impieghi interfonici.

Regolatori di tensione con il 78L

Gli IC regolatori di tensione a bassa potenza della serie 78L, sono ormai tanto economici da rappresentare una valida alternativa ai semplici stabilizzatori zener, ma offrono una miglior regolazione e soprattutto la regolazione della corrente d'uscita sì da essere protetti dai cortocircuiti con una erogazione massima di 100 mA, e se non bastasse, anche la protezione termica nel caso che la dissipazione sia eccessiva. In pratica, virtualmente è possibile rompere questi dispositivi solo se s'inverte la polarità della tensione all'ingresso o se si applica loro un valore di tensione irragionevolmente elevato.
I regolatori della serie 78L previsti per lavorare sino ad 8V possono reggere delle sovratensioni all'ingresso dell'ordine di 35V, mentre quelli previsti per lavorare sino a 24V resistono a sovratensioni di 40V.
Normalmente, tuittavia, tali regolatori non sono sottoposti a simili grandissimi sbalzi di tensione e con differenze tanto grandi tra ingresso ed uscita, visto che differenze così ampie porterebbero a degli eccessi di dissipazione.
La serie 78L offre la scelta tra otto tensioni d'uscita, come si vede nella Tabella 1. La marcatura del modello, inoltre, comprende una lettera di suffisso (non mostrata nella Tabella 1) che manifesta la tolleranza sulla tensione d'uscita ed il tipo d'involucro. Il suffisso AC denota una tolleranza sulla tensione del 5%, mentre il suffisso C denota una tolleranza del 10%. La lettera H indica che l'involucro è metallico, del tipo rotondo ed appiattito. Ancora, la lettera Z, denota un involucro plastico.
Di conseguenza, un IC 78L05ACZ è un regolatore da 5V con il 5% di tolleranza munito d'involucro plastico.
Tutti i regolatori della serie 78L erogano una corrente massima di 100 mA se la differenza di tensione tra ingresso ed uscita non supera i 7V, altrimenti, la eccessiva dissipazione eccita il circuito di protezione termica che interdice il dispositivo. Ciò avviene non appena la dissipazione supera i 700 mW; comunque, ciò non vale per la versione metallica che può dissipare 1,4W se è inserita in un piccolo, adatto dissipatore.
Un circuito di regolazione che impiega gli IC della serie 78L è mostrato nella figura 1, assieme ad un circuitino stampato adottabile. La tensione minima e massima che deve essere erogata dal trasformatore per ottenere la prevista tensione d'uscita ad una corrente di 100 mA è mostrata nella Tabella 1, con il valore adottabile per il condensatore di filtro, C1. Il rapporto tra la capacità e la tensione di questo condensatore è scelto in modo tale che ciascuno possa rientrare nello spazio previsto sul circuitino stampato senza difficoltà.

Involucro metallico visto da sotto

Involucro plastico visto da sotto

LM78L05ACH	LM78L05CH	LM78L05ACZ	LM78L05CZ
LM78L06ACH	LM78L06CH	LM78L06ACZ	LM78L06CZ
LM78L08ACH	LM78L08CH	LM78L08ACZ	LM78L08CZ
LM78L10ACH	LM78L10CH	LM78L10ACZ	LM78L10CZ
LM78L12ACH	LM78L12CH	LM78L12ACZ	LM78L12CZ
LM78L15ACH	LM78L15CH	LM78L15ACZ	LM78L15CZ
LM78L18ACH	LM78L18CH	LM78L18ACZ	LM78L18CZ
LM78L24ACH	LM78L24CH	LM78L24ACZ	LM78L24CZ

Tabella 1

$I_{max.}$ = 100 mA

V_{out}	modello	$U_{tr.}$ (RMS) min.	max.	C1
5 V	78L05	6.4 V	9.6 V	1000 µ/16 V
6 V	78L06	7.3 V	10.3 V	1000 µ/16 V
8 V	78L08	9.6 V	12.0 V	470 µ/25 V
10 V	78L10	11.0 V	13.4 V	470 µ/25 V
12 V	78L12	13.1 V	15.2 V	330 µ/25 V
15 V	78L15	15.2 V	17.3 V	330 µ/25 V
18 V	78L18	17.5 V	19.5 V	330 µ/35 V
24 V	78L24	21.9 V	23.7 V	330 µ/35 V

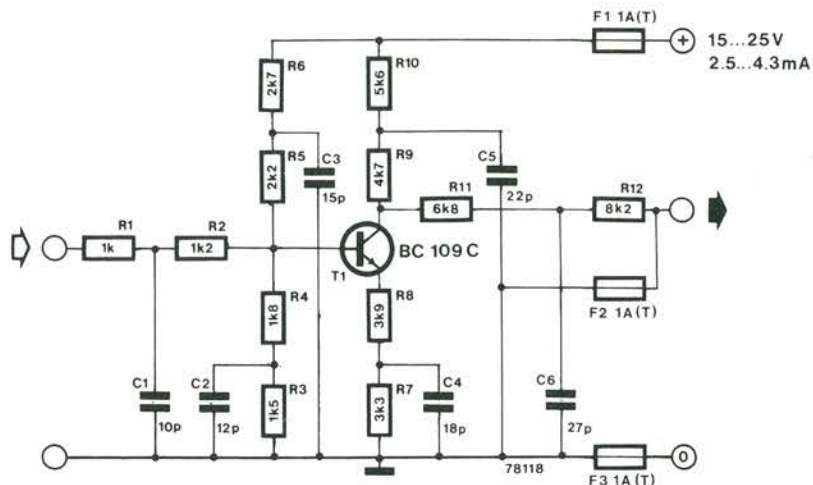
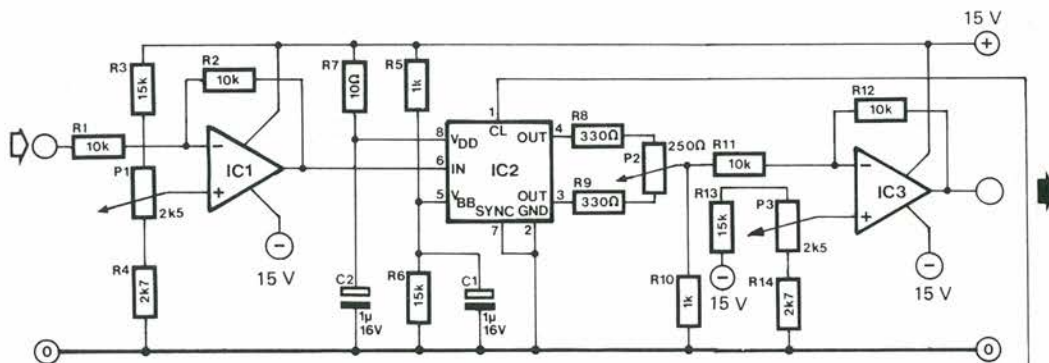
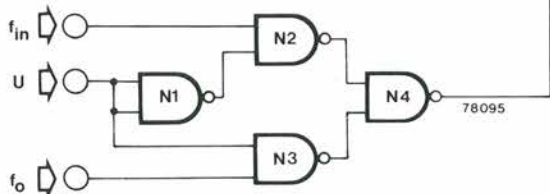
Elenco componenti

Condensatori:
C1 = vedi testo e tabella
C2 = 330 n
C3 = 10 n

Semiconduttori:
IC = 78LXX (vedi testo e tabella)
B = 40 V/800 mA rettificatore a ponte

82 Preamplificatore privo di fruscio

In moltissime applicazioni (audio, sistemi di misura, amplificatori d'antenna, sistemi di comunicazione ecc), spesso si richiede uno stadio amplificatore che generi un fruscìo estremamente basso, ed ogni progetto che pcssa ridurre il rumore di solo 1 dB genera un grande entusiasmo tra gli addetti ai lavori.

Il circuito qui presentato può servire solo come orientamento, non per realizzazioni pratiche, ed anche se le sue prestazioni non possono essere giudicate ottime, promette bene. Anche impiegando le più sensibili e sofisticate apparecchiature a nostra disposizione non siamo riusciti a misurare alcun rumore alla sua uscita! Tuttavia, al momento, il circuito ha un piccolo problema secondario; offre un guadagno che è esattamente zero.

83 Divisore di base dei tempi

In varie occasioni può essere necessario osservare all'oscilloscopio un segnale analogico o digitale ad un rapporto di sincro o più elevato o più lento di quanto concede la base dei tempi incorporata.

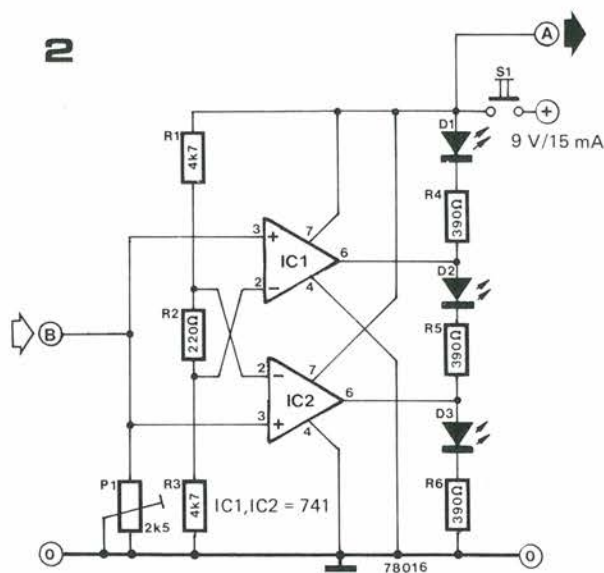
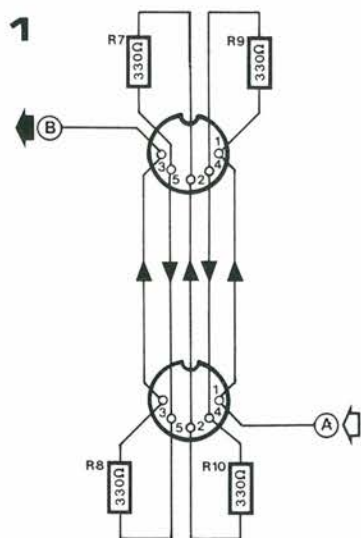
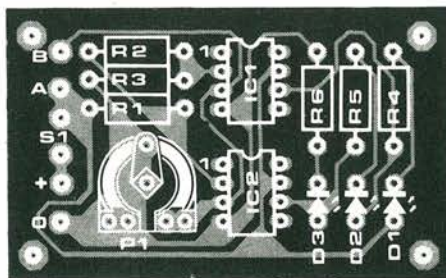
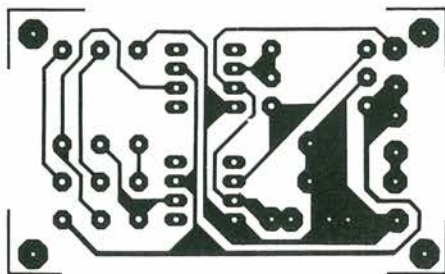
Ciò che serve in questi casi è il cosiddetto "divisore della base dei tempi". Il più facile sistema per assiemare qualcosa del genere, è dividere la frequenza del segnale all'ingresso, tramite una "bucket-brigade" (linea di ritardo analogica), in modo che il segnale da esaminare possa ricadere in pieno nella gamma dei tempi di spazzolamento disponibile. Il sistema di lavoro, è scrivere nella memoria un tratto del segnale all'ingresso, e rivederlo ad una velocità o ridotta o aumentata.

Il semplice circuito mostrato, elabora segnali sia digitali che analogici sino alla frequenza di 200 kHz. Il tempo totale di lettura-scrittura non deve essere più grande di 0,1 sec (alle normali temperature di laboratorio), altrimenti si perdono troppe informazioni nella bucket-brigade, e si ha un'uscita inaccettabilmente attenuata. La vera linea di ritardo, nel circuito (Reticon modello SAD 512) è preceduta e seguita da degli IC che servono a spostare il punto di lavoro in CC ed a riportarlo all'origine; si tratta dei 741. Se le componenti in CC del segnale non interessano, il restauratore del livello originale (IC3) può anche essere omesso, ed il segnale può essere ripreso direttamente tramite un condensatore da 100 nF.

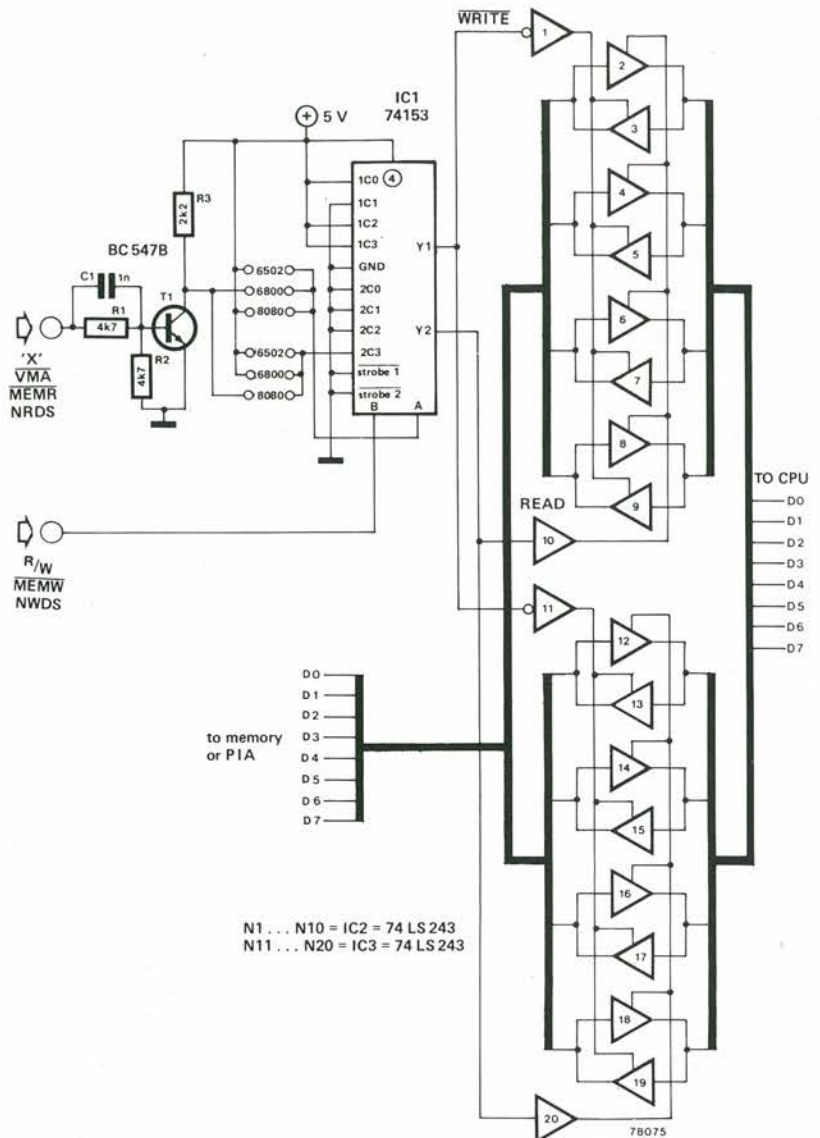
Quando la tensione di controllo U è bassa, la frequenza di clock di "scrittura" f_{in} è inviata alla bucket-brigade; quando la U è alta la frequenza di clock di "lettura" (f_o) è applicata. Durante la fase di scrittura, vi può essere normalmente un segnale all'uscita parassitario; può essere interessante cancellarlo quando l'uscita U è al livello basso. Se il circuito serve per elaborare un segnale periodico, la tensione di

controllo può essere ottenuta da un trigger che lavori sul segnale d'ingresso, oppure ogni tratto del segnale può essere iniziato con un fase diversa. Può anche essere necessario generare un certo numero di periodi di scrittura per ciascuno spezzone del segnale almeno eguali al numero di buckets (512), per prevenire che una "vecchia" informazione sia letta come valida. Questi adattamenti saranno trattati quanto prima in uno dei prossimi numeri di Elektor.
Il circuito esposto comprende tre punti di regolazione corrispondenti ad altrettanti trimmers. Per la taratura, si inizierà dal P1, ruotandolo in modo che la tensione d'uscita dell'IC1 giunga a cira 5V. Si regolerà di seguito il P2 per ottenere un minimo di rumore dal clock nel complesso del segnale d'uscita. A questo punto, si riaggiusterà leggermente P1 i modo da avere una tosatura simmetrica dei segnali eccessivi. Per finire, si ruoterà P3 sino ad ottenere il livello di CC all'uscita desiderato, preferibilmente 0V con l'ingresso generale portato a massa.

O. Weumann

Tester per cavi DIN 84

La prova dei cavi che sono muniti di spinotti DIN (o di qualunque altro tipo di spinotto multiplo) può presentarsi come una perdita di tempo non indifferente, visto che ogni conduttore può essere aperto, o in corto con un'altro. Il circuito qui descritto indica se vi è una delle due condizioni predette esistenti.
Il sistema di prova, consiste di due prese DIN a cinque poli, nelle quali s'innesta il cavo da collaudare.
Le prese sono munite di resistenze da 330 ohm come si vede nella figura 1 ed il tratto di cavo da provare va connesso tra i punti A e B del sistema di valutazione.
Questo, è formato da un comparatore a finestra che comprende IC1 ed IC2.
Il cavo e le resistenze da 330 ohm, formano un divisore di potenziale con il P1, che può essere regolato in modo tale che il punto B, sia metà della finestra del comparatore se il cavo è buono. In tal caso, l'uscita dell'IC1 è alta mentre quella dell'IC2 è bassa, cosicché D2 s'illumina. Se ogni e qualunque filo del cavo è aperto, il valore di tensione al punto B diviene zero e le uscite di ambedue gli IC giungono allo stato basso, con la conseguenza che D1 s'illumina. Se vi è ùn cortocircuito tra due o più conduttori, una o più resistenze da 330 ohm appariranno in corto, e la tensione al punto B sarà di conseguenza più elevata del normale, cosicché le uscite di ambedue gli IC saranno alte e D3 s'illuminerà.
Per provare il circuito, un cavo sicuramente buono sarà collegato tra i due zoccoli (o prese) e P1 sarà regolato in modo da produrre l'accensione del D2. Una resistenza da 330 ohm sarà temporaneamente collegata in parallelo ad una delle resistenze montate nelle prese, producendo l'accensione del D3. D1 deve accendersi quando il cavo non è inserito.
Il circuito può essere alimentato tramite una pila da 9V, o tramite un alimentatore che eroghi da 9 a 15V.
L'assorbimento a 9V è di circa 15 mA.

85 Pilota per data - bus

Quasi tutti i microprocessori impiegano diversi segnali di controllo, che servono per le varie linee di "bus" (indirizzi, dati, controlli ecc). Per esempio l'8080, impiega i segnali $\overline{\text{MEMR}}$ e $\overline{\text{MEMV}}$ per iniziare i cicli di lettura e di scrittura. I dati e gli indirizzi possono unicamente essere letti e scritti dal sistema di memoria, mentre sono presenti questi segnali. Analogamente, il 6080 impiega un segnale VMA (Valid Memory Access) per convalidare i dati nel sistema di buses, mentre il 6502, che è simile al 6080, utilizza a sua volta i segnali di scrittura e lettura.

Il circuito presentato, è quello di un buffer bidirezionale (trasmettitore e ricevitore di bus) che permette d'interfacciare un sistema μP privo di buffer ad un adattatore di memoria parallela o periferica. Il buffer può essere impiegate con il sistema 8080, 6800 e 6502, per ciascuno dei quali le connessioni possono essere impiegate con altri μP, logicamente. Nel caso dello SC/MP, per esempio, la filatura sarà identica a quella da usare per il modello 8080. L'unico punto non considerato, è che in questo caso non vi è una memoria indirizzabile o altro tipo di interfaccia tra il CPU ed il circuito buffer.

86 Multiplex di dati

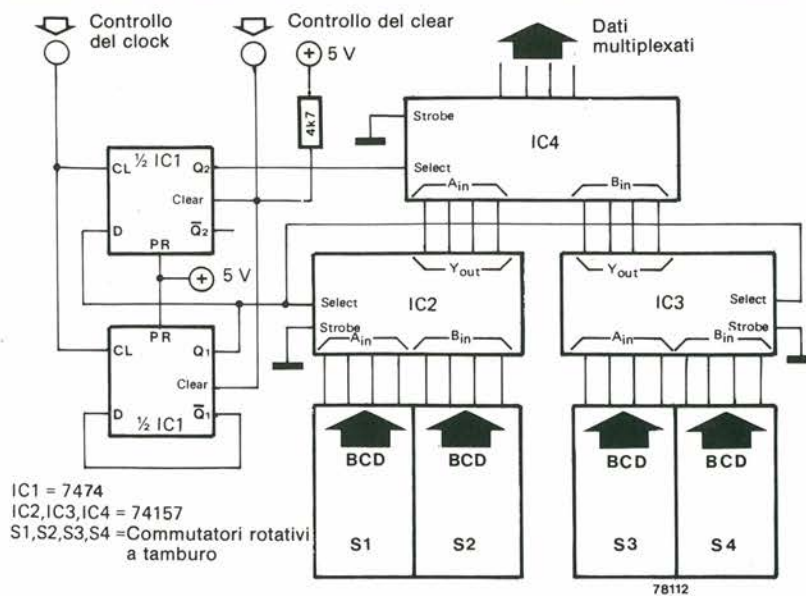
Il portare i dati da un punto all'altro di un circuito sotto forma di multiplex, non solo permette di ridurre le linee di trasporto necessarie, ma è estremamente pratico specie se impiegano IC LSI, come nel circuito di impostazione dell'orario degli orologi digitali, nei circuiti di predisposizione dei frequenzimetri e nel settore che seleziona gli ingressi dei dati nei microprocessori.

Il circuito qui descritto è un tipo di multiplex che ha quattro ingressi per i dati e tramite le entrate di clock e di clear sceglie uno dei quattro "nibbles" (parola di quattro bit) presente ai suoi ingressi.

Quando l'ingressi di selezione del 74157 è a livello alto, l'informazione all'ingresso B è passata all'uscita. Se l'ingresso di selezione è allo stato basso, all'uscite giunge invece l'informazione presente all'ingresso A.

Gli ingressi di selezione di IC2 ed IC3 sono connessi tra di loro, di modo che, in base allo stato della linea di selezione, ambedue gli ingressi A e B possano essere elaborati nell'IC4. Al termine, l'uscita prescelta dell'IC4 è impiegata per scegliere tra i due nibbles che restano tra gli ingressi A e B.

IC1 è collegato come contatore-divisore per 4. Quando un livello logico "0" appare al suo ingresso clear, l'uscita Q del flipflop è portata allo stato basso, con il risultato che i dati ai due ingressi A di IC2 ed IC3 sono presentati all'ingresso dell'IC4, ove ancora una volta, l'ingresso A è scelto e portato all'uscita, come dire che il nibble selezionato con S1 è trasferito all'uscita. Il primo impulso di clock porta Q1 al-

lo stato alto, cosicché i dati all'ingresso B di IC2 ed IC3 sono presentati agli ingressi dell'IC4. Siccome l'ingresso scelto dell'IC4 rimane basso, le informazioni su S2 passano all'uscita. Gli impulsi di clock che seguono, ripongono Q1 allo stato basso, ma siccome l'ingresso D dell'altro flip flop è appena divenuto alto, Q2 è a sua volta alto, con il risultato che il nibble su S3 è disponibile all'uscita. Infine, il terzo impulso di clock che emerge nei dati di S4, può essere scelto e trasferito all'uscita. In tal modo, impiegando un impulso di clear e tre impulsi di clock è possibile multiplexare i dati in quattro parole impostate dai commutatori S1 ... S4.

Amperometro per auto 87

Una massa quasi eccessiva di circuiti di monitori per la batteria dell'auto, è apparsa in ogni rivista del ramo. Tuttavia, non si sono visti progetti che possano sostituire il classico amperometro un tempo montato su tutte le autovetture. Il progetto che segue, colma la lacuna.

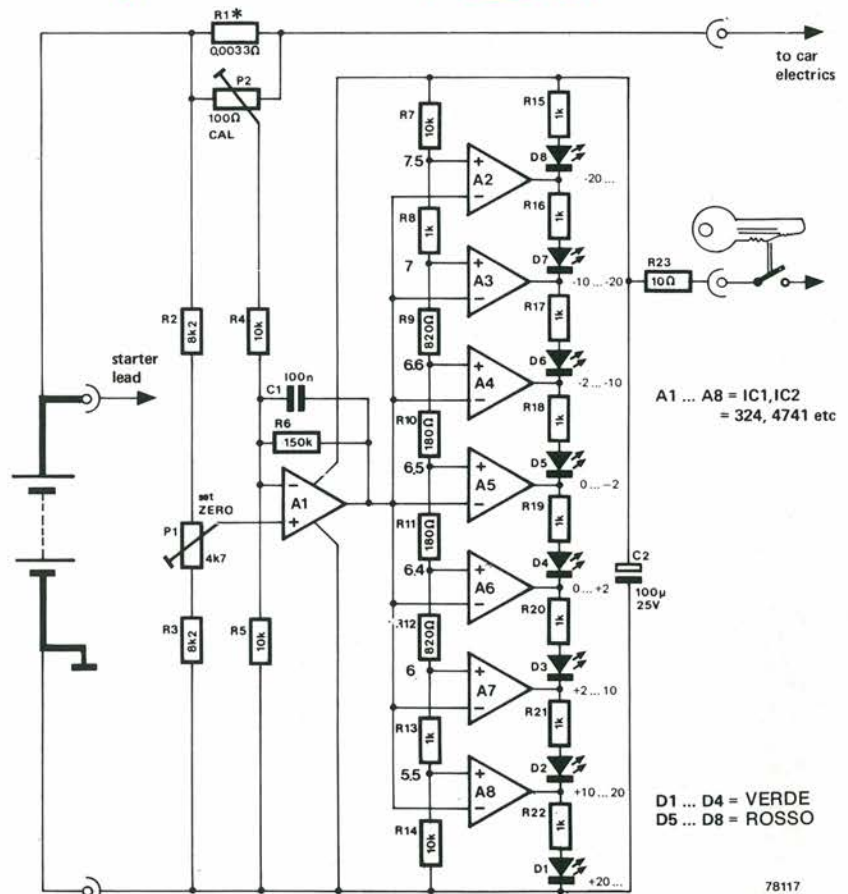
La resistenza R1 funge da shunt, ed ai capi di questa, la tensione è proporzionale alla corrente che scorre (con un massimo di 133 mV a 40A). La caduta di tensione su questo shunt, è amplificata da un sistema differenziale, A1 ed impiegata per pilotare un voltmetro a LED che comprende da A2 ad A8. Se non fluisce una corrente attraverso lo shunt, P1 è impiegato per impostare la tensione d'uscita al punto A1 nominalmente a 6,5V, in modo che il circuito resti proprio nel punto di commutazione tra D4 e D5.

Allorché dalla batteria si preleva una corrente, la parte destra dello shunt va ad un potenziale inferiore, rispetto alla parte sinistra, cosicché l'uscita di A1 cresce e la relativa scarica dell'accumulatore è indicata dai LED da D5 a D8, che s'illuminano successivamente man mano che la corrente cresce.

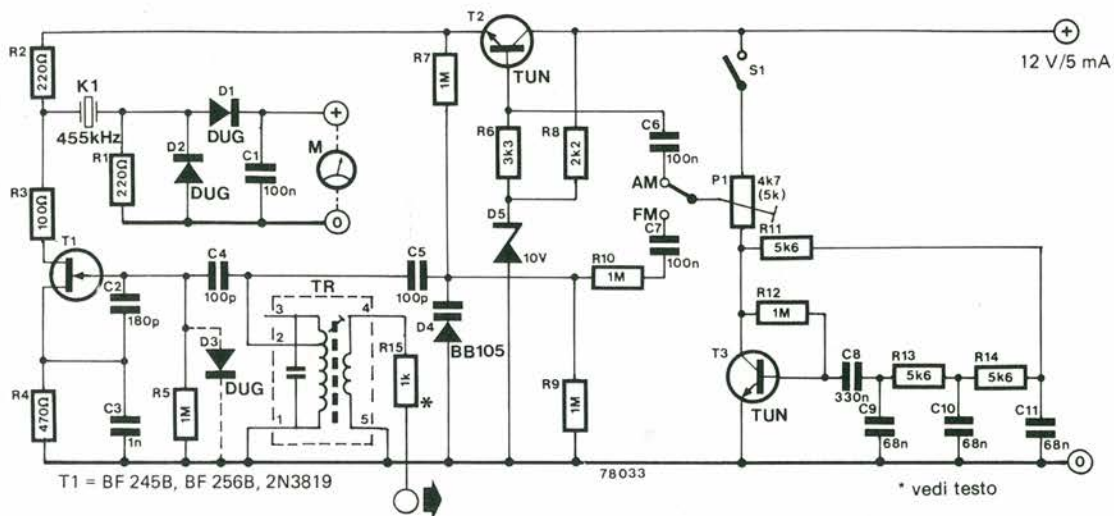
Quando la corrente circola verso la batteria, vale il contrario; l'uscita di A1 decade e la carica è indicata dai LED da D4 a D1 successivamente. Com'è ovvio, una variazione nella tensione della batteria provoca la salita e la discesa della tensione di A1, il che potrebbe anche dar luogo a letture non reali. Per superare questo problema, la tensione di riferimento del voltmetro LED non è fissa, ma ripresa direttamente dalla batteria, cosicché possa elevarsi e ridursi in proporzione a quella di uscita di A1. Ciò, evidentemente porta ad una calibrazione per lo strumento che varia leggermente con la tensione di batteria, ma in un indicatore del genere, non si pretende una precisione assoluta, uno scarto centesimale.

A1 ... A8 = IC1,IC2 = 324, 4741 etc

D1 ... D4 = VERDE
D5 ... D8 = ROSSO

78117

Con i valori per i componenti indicati, la calibrazione è nominalmente corretta ad una tensione della batteria di 13V, ma può variare del +/− 15% se la carica dell'accumulatore varia tra 11V e 15V.

In relazione alla R1, vi sono diverse possibilità pratiche di realizzarla; la più corrente è avvolgerla con filo di Manganina o in genere al nichel-cromo (Eureka ecc.). In alternativa, la tensione di caduta tra l'accumulatore ed il sistema di regolazione, con il relativo collegamento, può essere impiegata collegando un terminale del P2 al terminale positivo della batteria e l'altro capo al termine del filo della batteria, accanto alla scatola regolatrice, o al reoforo relativo. Il P2, deve quindi essere calibrato per adeguare alla funzione l'amperometro. Se la caduta di tensione lungo il collegamento della batteria risulta insufficiente, può essere necessario incrementare il guadagno di A1, aumentando il valore di R6.

88 Generatore per l'allineamento di apparecchi AM/FM

Questo circuito può essere impiegato per allineare i canali di media frequenza che hanno una risonanza di 455 kHz. Il generatore produce un segnale a 455 kHz che, in relazione a come sono posti S1 ed S2, può essere modulato sia in frequenza che in ampiezza.

Il vero oscillatore generale impiega come elemento attivo il FET T1. Un convenzionale trasformatore di media frequenza serve per determinare la risonanza.

Il generatore di allineamento è sintonizzato alla frequenza desiderata facendo trascorrere il segnale d'uscita tramite un filtro ceramico di media. Dopo la rettificazione, il segnale può essere misurato su di un voltmetro per essere sicuri che regolando il nucleo del trasformatore di media frequenza l'ampiezza giunga al massimo.

La frequenza del generatore deve quindi coincidere con il valore desiderato di 455 kHz.

Come si è detto in precedenza, il circuito è previsto per essere modulato sia in frequenza che in ampiezza.

Quando si deve allineare il generatore, S1 deve rimanere aperto, il tal modo si previene la modulazione del segnale in uscita. Il segnale di modulazione è generato dall'oscillatore a bassa frequenza che impiega T3 ed accessori.

La modulazione in ampiezza è realizzata variando la tensione di alimentazione del T1, tramite T2. S2, allo scopo, deve essere commutato su "AM". La modulazione in frequenza (S2 posto su "FM") è ottenuta tramite il diodo varicap D4. In ambedue i casi, la profondità di modulazione può essere variata tramite P1.

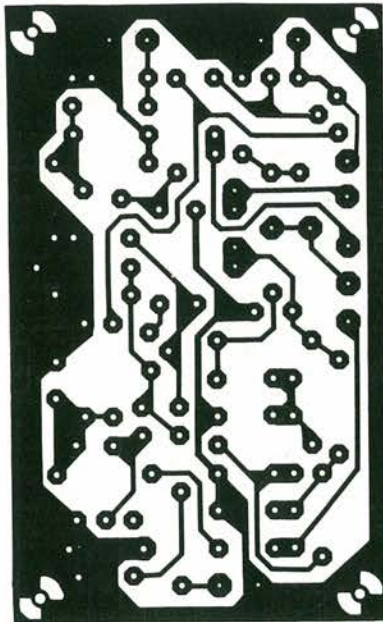
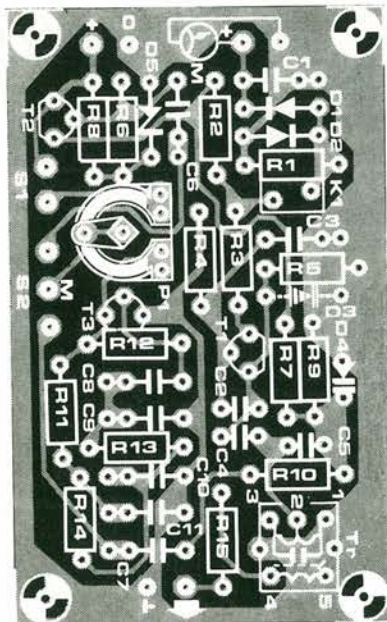
Il segnale d'uscita del generatore di allineamento è prelevato dall'avvolgimento secondario del trasformatore di media frequenza. In relazione alla tensione d'uscita che si vuole ottenere, ed all'impedenza relativa, la resistenza serie d'uscita, R15, può avere ogni valore che sia più grande di 100 Ω. In molti casi, un valore di 1 k si dimostrerà sufficiente.

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R2 = 220 Ω
R3 = 100 Ω
R4 = 470 Ω
R5,R7,R9,R10,R12 = 1 M
R6 = 3k3
R8 = 2k2
R11,R13,R14 = 5k6
P1 = 4k7 (5 k) trimmer

Condensatori:
C1,C6,C7 = 100 n
C2 = 180 p
C3 = 1 n
C4,C5 = 100 p
C8 = 330 n
C9,C10,C11 = 68 n

Semiconduttori:
T1 = BF 245B, BF 256B, 2N3819
T2,T3 = TUN
D1,D2,D3 = DUG
D4 = BB 105
D5 = diodo zener da 10V

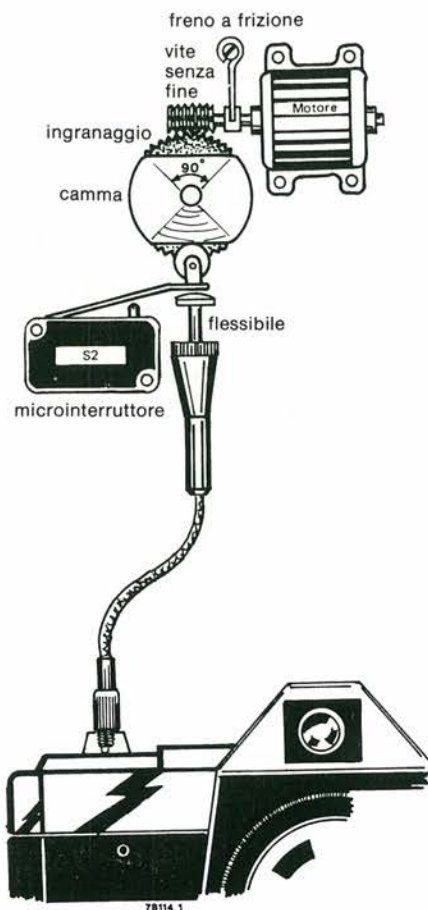
Varie:
K1 = filtro Murata ceramico da 455 kHz
Tr = Toko 11100, 12374 IF trasformatore (o equivalente)

Comando automatico per l'otturatore

Solo le macchine fotografiche più dispendiose hanno delle velocità di otturazione inferiori al secondo.

Questo può essere un serio inconveniente se si debbono fare delle esposizioni lunghe, visto che si può unicamente contare sulla posa "B" e misurare il tempo di esposizione con un orologio. L'apparecchio che descriviamo consente di effettuare esposizioni da un secondo a ben 100 secondi, e può essere usato con ogni macchina che accetti il comando tramite il flessibile nella "posa B". Lo si può impiegare come telecomando per l'otturatore e come autotimer per le macchine che non hanno questo accessorio.

La parte meccanica del sistema consiste di un motore a 12V (M) demoltiplicato in modo da compiere un giro al secondo. L'alberino di uscita del sistema di demoltiplica è munito di un pignone a vite senza fine che ruota un ingranaggio munito di due camme che agiscono su di un flessibile fotografico standard.

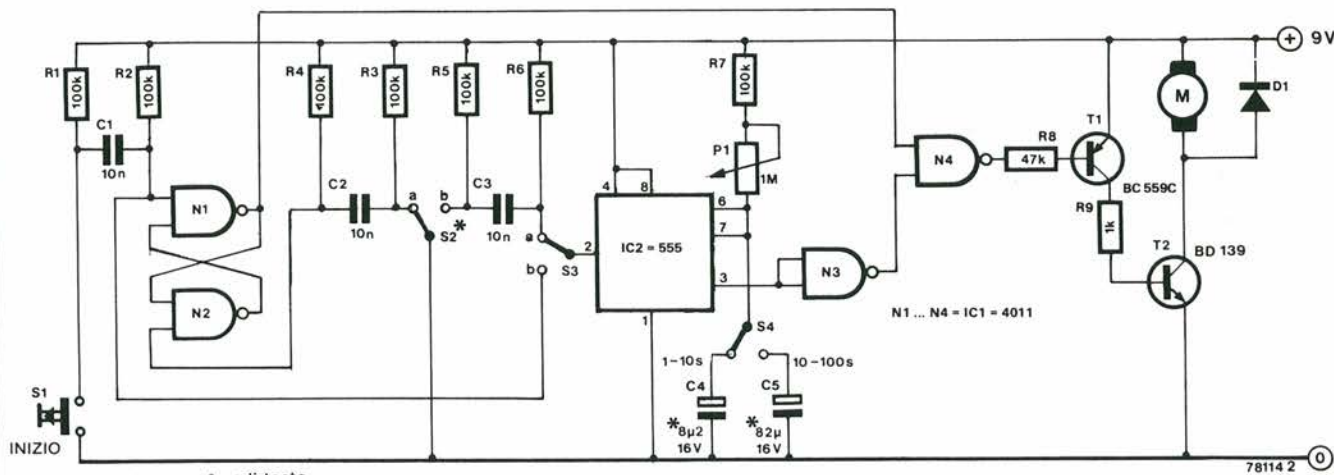
Quando il flessibile a riposo è premuto, è azionato anche un microswitch (S2). Il sistema d'ingranaggi può essere realizzato tramite parti usuali, comunemente vendute nei negozi che trattano modellismo. Per limitare la velocità del motore e per evitare che continui a girare per inerzia anche dopo che l'interruttore è stato spento, si utilizza un freno a frizione che utilizza una molla di acciaio armonico che preme un feltrello sull'albero del motore.

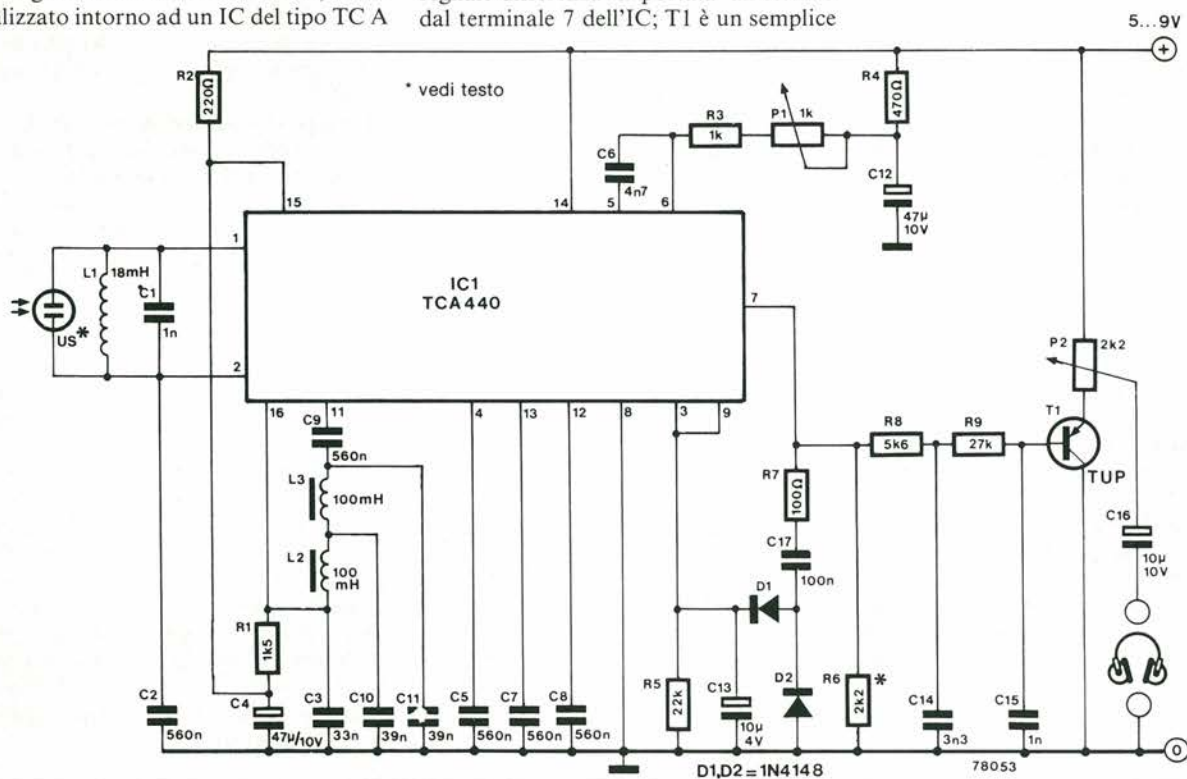
Il modo di lavoro nel complesso è estremamente semplice. Premendo il pulsante di azionamento S1, si commuta il flipflop N1/N2. In tal modo ambedue gli ingressi di N4 vanno allo stato alto mentre le uscite vanno a quello basso, portando nella conduzione T1 e T2 e mettendo in azione il motore. Quando il lobo della camma aziona l'otturatore ed il microswitch S2, il timer IC2 è sottoposto a trigger, cosicchè l'uscita dell'IC2 è sottoposto a trigger, e l'uscita dell'IC2 diviene alta, l'uscita di N3 giunge al livello basso ed il motore si ferma. Non appena il timer resetta, il motore riparte e gira sinchè la parte piatta della camma libera l'otturatore. S2 si porta allora a riposo ed il flipflop N1/N2 resetta.

Per l'impiego come autotimer, S3 è commutato nella posizione alternativa, e la velocità dell'otturatore della macchina fotografica è regolato per la velocità richiesta. Quando S1 è nuovamente premuto, IC2 riceve immediatamente il trigger ed in tal modo il motore non ruota.

Quando IC2 resetta, il motore torna a girare e l'otturatore è azionato. Il motore continua a lavorare sino a che subentra la parte piatta della camma, ed S2 resetta N1/N2.

Il complesso può essere impiegato come telecomando se si munisce S1 di un lungo cavo. I normali punti di regolazione dell'otturatore della macchina fotografica possono essere impiegati per i ritardi minimi, o in alternativa è possibile impiegare per i ritardi lunghi la "posa B" nel modo normale.

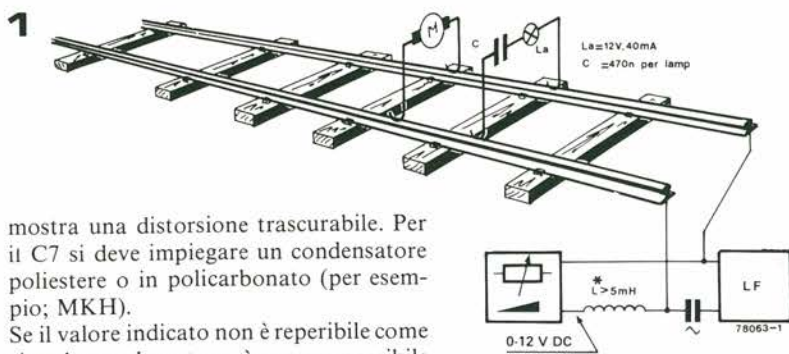
Si hanno due gamme di esposizione prolungate, da 1 a 10 s e da 10 a 100s.

L'apparecchio deve essere calibrato a 10 secondi ed a 100 secondi collegando in parallelo dei condensatori sino a che si ottiene la giusta temporizzazione nelle due portate. Vi può essere un piccolo errore nella temporizzazione dovuta al tempo che la camma impiega per tornare a riposo, tuttavia uno scarto del genere è significante solo nelle regolazioni più brevi e può essere compensato regolando opportunamente la posizione del microswitch e del flessibile; si farà in modo che l'interruttore sia azionato subito dopo l'apertura dell'otturatore.

Ricevitore di segnali emessi dai pipistrelli

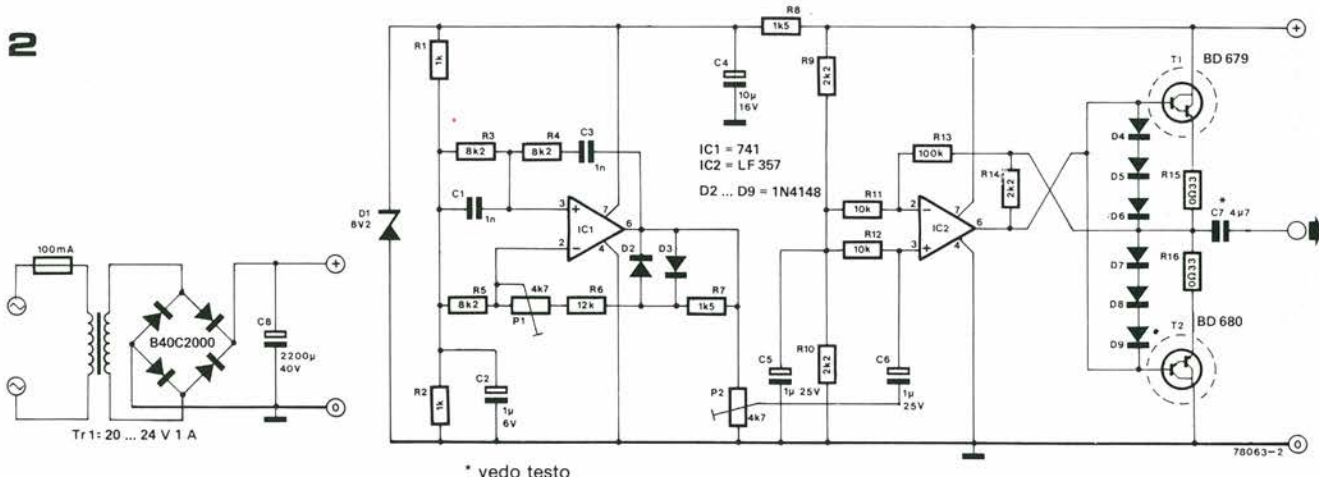
Impiegando il "ricevitore dei segnali emessi dai pipistrelli" che descriviamo, in pratica si rendono audibili quei segnali che sono detti ultrasonici (ovvero dalla frequenza più grande di quella audio, quindi posti al di sopra della soglia di percezione dell'orecchio umano. Questo genere di segnale non è emesso solamente dai pipistrelli, ma anche da un gran numero di altri mammiferi nonchè da insetti (dalle farfalle, ad esempio!) e da una infinità di "sorgenti inanimate" come becchi a gas, mazzi di chiavi scossi (una possibilità per realizzare una serratura ultrasonica?) etc.
Il ricevitore di segnali emessi dai pipistrelli funziona convertendo a frequenze relativamente basse quelle relativamente alte dei segnali ultrasonici. Il circuito, che è realizzato intorno ad un IC del tipo TCA 440, è in pratica un ricevitore a conversione diretta che lavora nella banda 25 ... 45 kHz. Come sensore s'impiega un trasduttore ultrasonico, siccome un normale microfono non può essere impiegato in questo genere di circuito. Il segnale ricevuto, è inviato tramite un semplice filtro LC (L1/C1) ad uno degli ingressi del circuito miscelatore nell'IC; il segnale è miscelato all'uscita di un multivibratore astabile che a sua volta è parte dell'integrato.
La frequenza dell'oscillatore di battimento può essere regolata tramite il P1. Un filtro passabasso LC (da 5 kHz) è impiegato per il ricavo del segnale-differenza tra il segnale ricevuto e quello prodotto localmente. Una versione amplificata del segnale-differenza è portata all'esterno dal terminale 7 dell'IC; T1 è un semplice amplificatore-separatore per la cuffia ad alta impedenza prevista per l'ascolto. Il circuito di controreazione formato da D1, D2 ed accessori provvede il ricevitore di un controllo automatico del guadagno.
Il circuito lavora con un'alimentazione compresa tra 5 e 9V. La corrente assorbita non ha molta importanza, in quanto giunge appena a 13 mA. La tensione al terminale 7 dell'IC deve essere all'incirca di 1,5V. Se il valore si discosta assai da quanto detto, l'apparecchio non funziona bene. In tale eventualità, il valore di R6 deve essere regolato sino a leggere la tensione corretta sul terminale 7. La sensibilità del ricevitore è unicamente determinata dal tipo di trasduttore impiegato.

91 L'illuminazione dei trenini

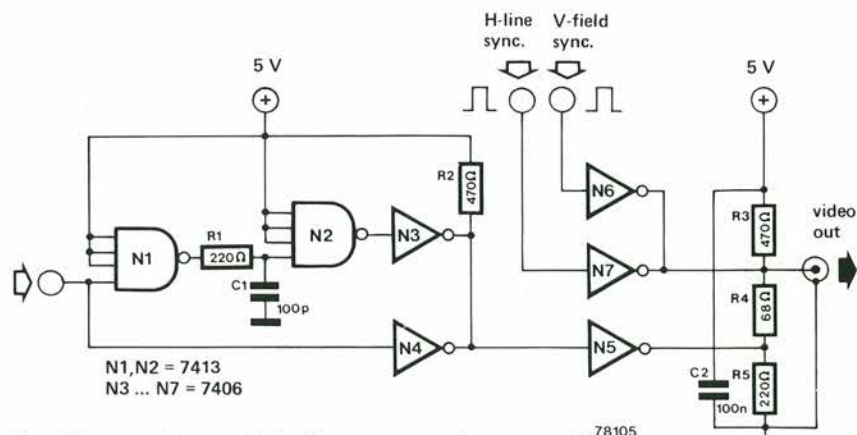
Generalmente l'illuminazione interna dei vagoncini dei modelli di treno è ottenuta tramite le rotaie.
Tuttavia, questa tensione serve anche per far funzionare la locomotiva, quindi varia a seconda della velocità che si vuole imprimere al convoglio. Il risultato è che la luminosità delle lampadine varia con la celerità del convoglio, e se il treno si ferma, le luci si spengono completamente. Non occorre dire che tale funzionamento è tutto meno che dotato di realismo. Tuttavia, il problema può essere risolto con l'aiuto del circuito ora descritto che assicura l'illuminazione indipendente dei vagoncini.
Il circuito è basato sul fatto che un motore in CC non funziona se è alimentato in CA e che, in più, presenta una impedenza abbastanza elevata se la tensione alternata è abbastanza alta. Ciò significa, in sostanza, che se una tensione alternata dalla frequenza alta è sovraimpressa sulla normale CC che alimenta la locomotiva, non si ha alcuna variazione per il motore e la velocità del treno, ma tale tensione può essere impiegata per accendere le luci dei vagoncini. Per essere certi che l'illuminazione sia erogata solamente dalla CA, la CC è disaccoppiata tramite un condensatore.
Il circuito in via di principio, è mostrato nella figura 1. L'induttanza L, non con-

sente alla tensione alternata di confluire in quella continua.
Siccome però tale bobina deve essere in grado di sopportare una corrente in CC abbastanza ampia, può essere una buona idea usare un elemento da crossover, in origine previsto per una cassa acustica.
La figura 2 mostra il circuito elettrico del sistema impiegato per erogare la tensione alternata. Il circuito, in pratica, consiste di un generatore sinusoidale seguito da un semplice amplificatore che può erogare la corrente di circa 1,5A con una massima tensione d'uscita di 10V RMS, come dire che si possono accendere circa 30 lampadine miniatura.
La frequenza del generatore sinusoidale che impiega IC1 e parti accessorie è di circa 20 kHz. Il guadagno dell'IC1 è regolato tramite P1 sino ad ottenere una sinusoide purissima, all'uscita dello stadio.
I migliori risultati sono raggiunti quando, con il massimo carico, circa 30 lampade coma abbiamo detto, la tensione di uscita

1

mostra una distorsione trascurabile. Per il C7 si deve impiegare un condensatore poliestere o in policarbonato (per esempio; MKH).
Se il valore indicato non è reperibile come singolo condensatore, è sempre possibile collegare in parallelo tra di loro diversi condensatori MKH (oppure MKM). La scelta di elettrolitici collegati in modo bipolare non risulta soddisfacente, perchè questi elementi non sopportano le forti correnti alternate.
Per ciascuna lampadina che illumina un vagone, serve una capacità serie di circa 0,5 μ. Se quindi per un vagone servono due lampadine, il condensatore da porre in serie, dovrà avere una capacità di circa 1 μF. Anche per questi elementi si devono sempre impiegare condensatori del tipo MKH oppure MKM.
Infine, si deve notare che l'uscita del complesso è protetto dai cortocircuiti, ma anche i transistori devono essere provvisti di dissipatori adeguati.

2

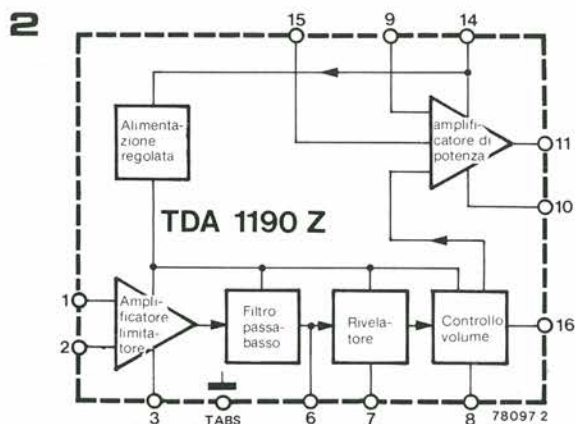
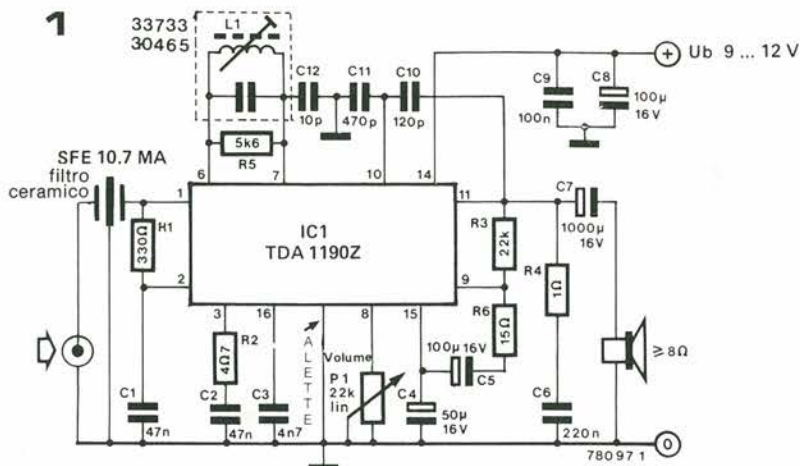
* vedo testo

Mixer video della banda passante ridotta

Quando s'impiegano circuiti digitali come i generatori di caratteri per mostrare le informazioni su di uno schermo TV, si nota che il segnale digitale ha sovente una banda più grande di quella che può essere ammessa dal canale di media frequenza e dagli stadi video dell'apparecchio TV.
Ciò determina uno scadimento nella qualità dell'immagine, quindi può essere sensato limitare la banda passante dei segnali video.
Un modo abbastanza semplice per ottenere questa funzione, è restringere gli impulsi video impiegando il circuito mostrato. Il complesso usa due trigger di Schmitt ed un sistema RC per ritardare i segnali, che è collegato in OR con il segnale non ritardato che giunge da N3, N4 ed N5. Gli impulsi di uscita di N5 sono quindi più lunghi di quelli originali, e ciò ha come effetto ridurre la banda passante video di circa un terzo senza perdere la definizione dei caratteri.

Due dei gates rimanenti che fanno parte di un sestuplo invertitore 7406, possono essere impiegati per realizzare un mixer video che consente di combinare le informazioni relative all'immagine con quelle dei sincronismi, formando un segnale video composito.
È da notare che questo circuito può essere utilizzato con dei segnali video digitali (unicamente in bianco e nero) e non con i segnali analogici che hanno la scala dei grigi.

93 Canale di media e bassa frequenza FM

Se lo si usa con un appropriato sintonizzatore FM, il circuito descritto può anche formare un ricevitore tascabile per FM. Il cuore del complesso è il TDA 1190Z, un IC che comprende un amplificatore di media frequenza e limitatore, un filtro passabasso, un rivelatore FM ed un amplificatore audio addirittura in grado di pilotare direttamente un altoparlante.
L'IC comprende anche un alimentatore stabilizzato per il canale di media frequenza e per gli stadi rivelatori. Il rivelatore è del tipo cosiddetto a coincidenza. L'integrato, originariamente, era inteso per essere impiegato quale gruppo audio nei televisori, tuttavia può essere impiegato con la frequenza più alta di 10,7 MHz. Impiegando il circuito stampato che appare in questa stessa pagina, non vi sono problemi costruttivi, e si può facilmente realizzare un ricevitore miniatura in FM. Un prototipo ha dato i seguenti risultati: potenza d'uscita 1W (con un'alimentazione a 12V ed un carico di 12Ω); soppressione dell'AM di almeno 50 dB per tensioni d'ingresso comprese tra 0,1 e 20 mV (modulazione AM ad 1 kHz inferiore del 30% alla modulazione di frequenza a 40 kHz). Per ottenere un rapporto segnale-rumore di 26 dB è stato necessario applicare all'ingresso un segnale di 50 μV. Sebbene l'integrato, come abbiamo visto, sia molto complesso, la comparazione del suo solo settore canale di media e detector con altri IC esclusivamente adatti per queste funzioni, non è risultata sfavorevole. La corrente assorbita a riposo (come dire senza segnale all'ingresso) è di soli 15 mA.
Con un paio di semplici modifiche, il circuito può essere impiegato anche con dei segnali di media pari a 455 kHz, ed essere impiegato, ad esempio, nei ricevitori per i due metri o similari.

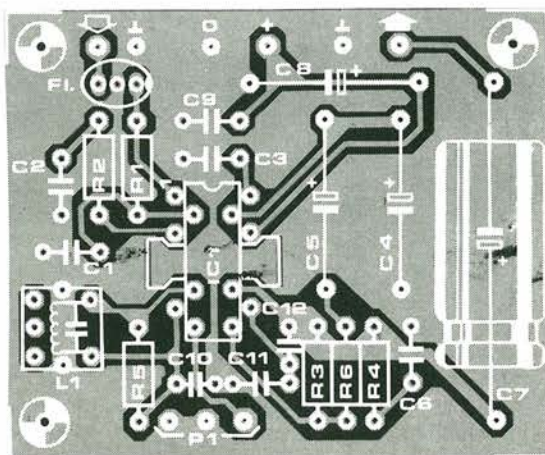
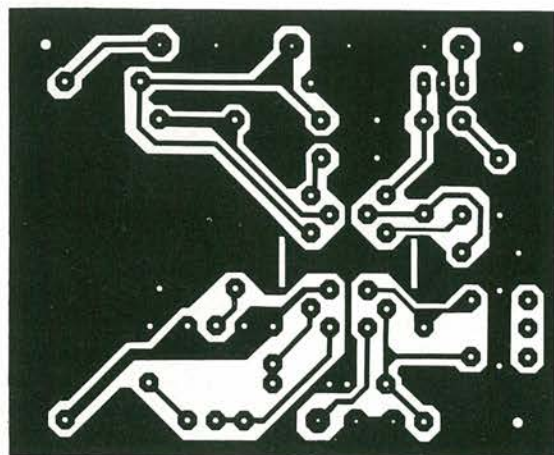
1

2

Elenco componenti

Resistenze:
R1 = 330 Ω
R2 = 4Ω7
R3 = 22 k
R4 = 1 Ω
R5 = 5k6
R6 = 15 Ω
P1 = potenziometro da 22K (oppure 25K) lineare

Condensatori:
C1,C2 = 47 n
C3 = 4n7
C4 = 50 μ/16 V
C5,C8 = 100 μ/16 V
C6 = 220 n
C7 = 1000 μ/16 V
C9 = 100 n
C10 = 120 p
C11 = 470 p
C12 = 10 p

Semiconduttori:
IC1 = TDA 1190Z (Motorola)

Varie:
FL1 = Filtro ceramico SFE 10,7 MA, CFS 10,7 A o equiv.
L1 = bobina del rivelatore Toko 33733, 30465

Misuratore dell'efficienza dei freni

L'efficienza dei freni di un'autovettura può essere valutata semplicemente, misurando il tempo che serve per arrestare il mezzo partendo da una velocità nota. La decelerazione in piedi per secondo² (un piede, misura britannica, vale circa centimetri 30,5) può essere ricavata dalla seguente equazione:

$$a = \frac{v}{t}$$

ove, v è la velocità in piedi per secondo e t è il tempo, in secondi, che servono per frenare sino all'arresto completo. È possibile effettuare la conversione in "g" dividendo per 32. Su di una superficie stradale piana in perfette condizioni, asciutta, un'automobile che abbia buoni freni e buone gomme, deve essere in grado di decelerare ad oltre 0,5 g.

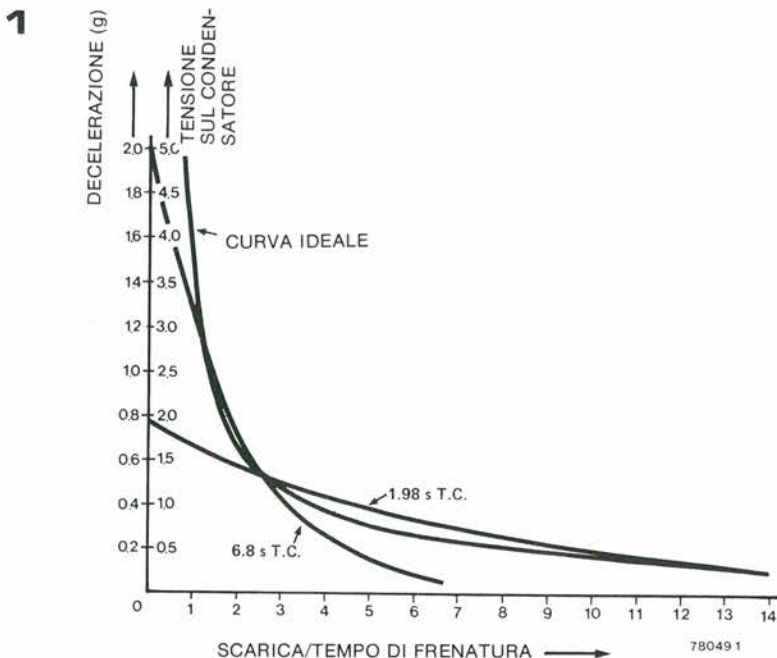
È semplice realizzare un timer che sia fatto scattare nel conteggio da un interruttore inerziale allorchè inizia la decelerazione e che possa essere bloccato nel momento stesso in cui la vettura si ferma.

Comunque, tale tempo deve essere convertito in una misura di accelerazione che possa essere impiegata nella equazione vista. Uno strumento che legge direttamente la decelerazione, è ovviamente molto preferibile. La difficoltà è trovare alcune quantità misurabili che siano direttamente proporzionali alla decelerazione.

Se la decelerazione da una velocità standard di, per dire, 30 miglia all'ora, è impostata sul tempo che impiega la macchina a fermarsi, la curva sarà logicamente un'iperbole rettangolare, con il tempo di stop che aumenta man mano che cala il potere di decelerazione. Se un condensatore carico è scaricato su di una resistenza, la tensione ai capi del condensatore decadrà con un andamento esponenziale, rispetto al tempo. Sistemando le costanti di tempo in modo che siano diverse su diverse porzioni della curva di scarica, si può ottenere una ragionevole approssimazione di una iperbole. Se il condensatore è scaricato durante il periodo di decelerazione, la tensione che rimane sul condensatore al termine di tale tempo, deve essere proporzionale quasi direttamente alla decelerazione. Il principio è illustrato graficamente nella figura 1.

La figura 2 mostra il circuito pratico di un sistema che misura l'efficienza dell'impianto frenante.

Quando si preme il pulsante di reset, le uscite dei flip-flop N1/N2 e N3/N4 vanno allo stato basso, C1 è caricato a circa 5,1V tramite T1 e T2 è interdetto.

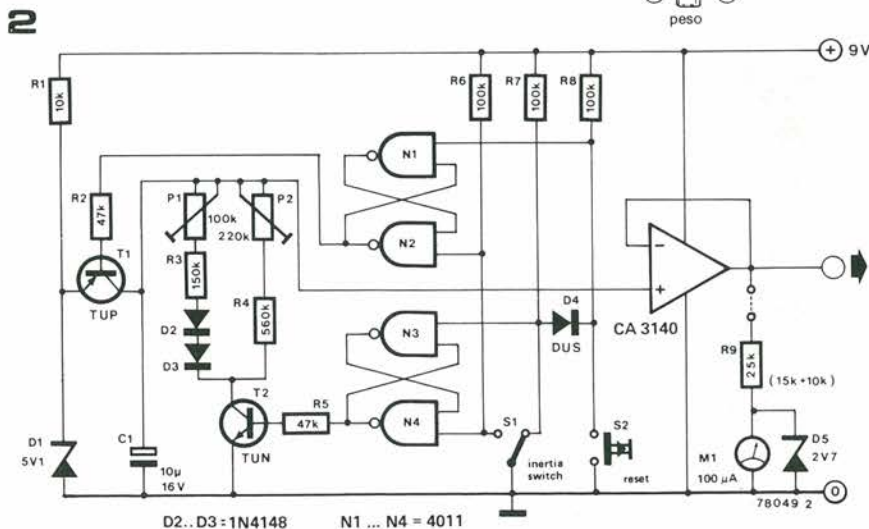
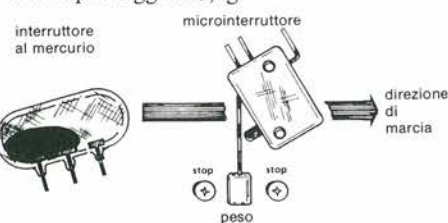
La macchina è pilotata lungo la via a 30 miglia all'ora (un miglio vale circa 1609 metri, si tratta quindi di una velocità di poco più di 48 Km/h). I freni sono quindi premuti e l'interruttore ad inerzia commuta, dando il trigger ad ambedue i flip-flop portando nell'interdizione il T1 ed abilitando T2. A questo punto, C1 si scarica sino a che la vettura si ferma, e quando l'interruttore inerziale cambia nuovamente di stato, resetta il flip-flop N3/N4 ed interdice T2.

A causa dei due diodi collegati in serie con P1 ed R3, il C1 si scarica sino ad 1,2 V con una costante di tempo di circa 2 secondi. Sotto alla tensione detta, D2 e D3 non conducono più e la costante di tempo aumenta a circa 7 secondi. Nella gamma che intercorre tra 1,4 e 14 secondi, che corrisponde ad una gamma di decelerazione compresa tra 1g e 0,1g, la curva di scarica è approssimativamente un'iperbole, ed in tal modo la tensione che resta ai capi del C1 è proporzionale alla decelerazione.

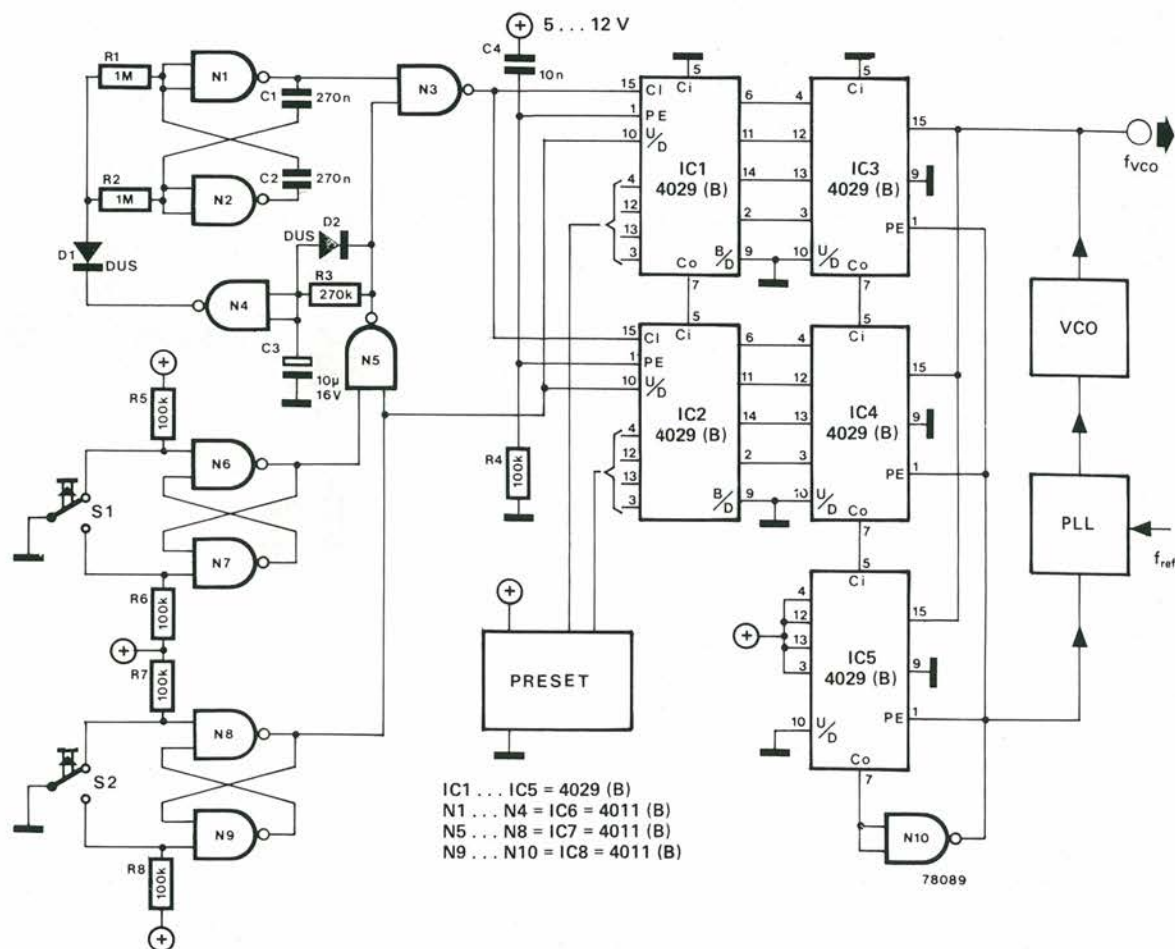
Tale valore di tensione può essere misurato con un convenzionale voltmetro, o volendo con un voltmentro a LED del genere basato su di un IC UAA170.

L'interruttore ad inerzia può essere un microswitch a leva, con un peso attaccato alla leva, un'ampolla di mercurio inclinabile, o qualunque altro dispositivo che commuti non appena sono azionati i freni. Per calibrare il circuito, P2 deve essere regolato verso la posizione intermedia della sua corsa, l'interruttore inerziale deve essere chiuso manualmente e P1 deve essere regolato in modo tale che trascorrano 2,75 secondi perchè si abbia la lettura di 0,5 g (1,25 V).

La procedura va ripetuta e P2 deve essere regolato sino a che occorrono 13,75 secondi per leggere 0,1g.

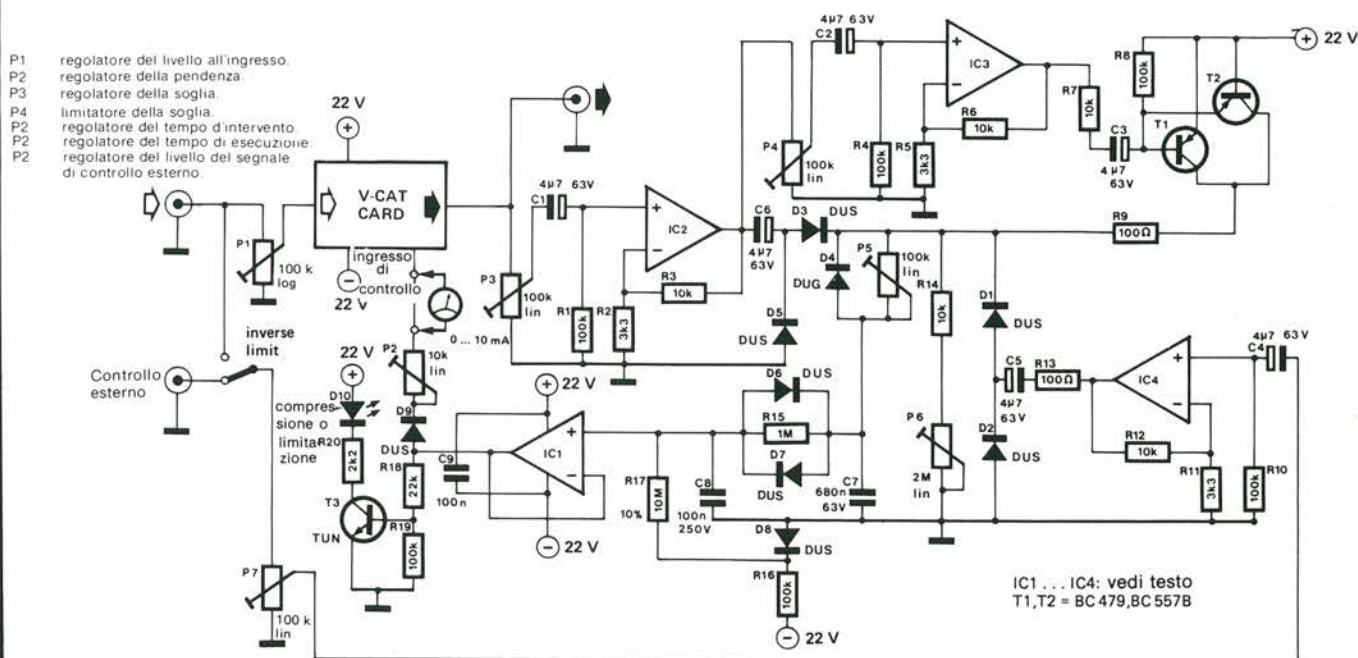
1

2

95 Controllo per sintetizzatori di frequenza

Nei ricetrasmettitori, la frequenza desiderata è spesso ricavata da un sintetizzatore di frequenza per mezzo di un complesso di commutatori a tamburo. Questo genere di commutatore non è affatto economico, cosicchè l'alternativa proposta qui può essere presa in considerazione.
Questo circuito ha il vantaggio ulteriore che si può scegliere una nuova frequenza per mezzo di due pulsanti che possono essere montati vicino a quello che si preme per passare in trasmissione nel microfono, un dettaglio molto pratico, specialmente per l'impiego mobile.
Il principio di base su cui lavora un sintetizzatore è abbastanza semplice.
La frequenza d'uscita di un oscillatore comandato in tensione (VCO) è divisa per un numero presettabile. Il risultato è comparato con una frequenza fissa di riferimento, ed un sistema di controllo (di solito un PLL) regola la frequenza del VCO in modo tale che il risultato della divisione sia tale da dare la stessa frequenza della sorgente campione. Il risultato complessivo, è che l'uscita del VCO è uguale alla frequenza di riferimento moltiplicato per il rapporto di divisione, cosicchè la si può controllare a scelta con facilità e sicurezza a passi (che corrispondono ad altrettanti canali) tramite la modifica del rapporto di divisione.
Nel circuito qui descritto, l'uscita del VCO (fVCO) è divisa da IC3, IC4 ed IC5. Questi contatori lavorano in modo decimale.
Ogni volta che si raggiunge lo zero (000) l'impulso d'uscita dell'IC5 è inviato attraverso N10 all'ingresso di predisposizione ed abilitazione dei detti IC. Di conseguenza, IC3 ed IC4 sono predisposti per il numero decimale determinato dai due ultimi contatori-divisori per dieci, IC1 ed IC2, mentre IC5 è presettato a 1111. Lo stesso impulso è fornito ad un ingresso del PLL, ove è comparato con la frequenza di riferimento. La frequenza d'uscita degli impulsi che giungono da N10, deve essere, di conseguenza, eguale alla frequenza del VCO deve essere di conseguenza eguale alla frequenza di riferimento moltiplicata per il numero "9XY", ove X ed Y sono i valori "preset" conservati a IC2 ed IC1, rispettivamente. Tanto per fare un esempio, se la frequenza di riferimento è 1 kHz, la gamma di sintonia andrà da 900 a 999 kHz a passi di 1 kHz. Se il numero predisposto nell'IC1 è 4, e quello nell'IC2 è 6, la frequenza d'uscita, in tal caso sarà di 964 kHz.
Se IC1 ed IC2 fossero rappresentati da commutatori a tamburo, il circuito sarebbe del tutto convenzionale. Tuttavia, così non lo è.
Come abbiamo detto prima, questi IC sono contatori decimali e possono unicamente "conservare" un numero sino a che non ricevono un successivo impulso di conteggio. S1 ed S2 sono impiegati appunto per totalizzare il conteggio che si vuole ottenere, ed S1 produce il conteggio verso l'alto, mentre logicamente S2 produce l'inverso, il conteggio in basso.
Se uno o l'altro di questi pulsanti sono premuti brevemente, il conto cambia di una unità. Tuttavia, se il pulsante è costantemente premuto, il conteggio continua a mutare nella direzione determinata dalla scelta del pulsante (come abbiamo visto, S1 aumenta il conteggio ed S2 lo decresce), di conseguenza, la frequenza finale dipende dal tempo in cui si mantiene il comando azionato.
Iniziando dai pulsanti, il settore di controllo funziona come segue.
N6 ed N7 sopprimono il "rimbalzo" dei contatti per S1; analogamente, N8 ed N9 "ripuliscono" l'uscita di S2. Quando uno dei due pulsanti è impiegato, l'uscita corrispondente (da N6 ad N8) diviene bassa,

cosicché l'uscita di N5 diviene alta ed N3 è abilitato. Questo gate ora lascia passare l'uscita del generatore di onde quadre controllato in tensione, che comprende N1 ed N2, ed il segnale giunge agli ingressi di clock di IC1 ed IC2. La frequenza di clock che perviene da N1 ed N2 dipende dallo stato di uscita di N4: se questa uscita è alta, la frequenza di clock è bassa e viceversa.
All'inizio, C3 è scarico, l'uscita di N4 è alta e la frequenza di clock è bassa. Tuttavia, se un pulsante è mantenuto in pressione, l'uscita di N5 rimane alta, caricando C3 tramite R3. Dopo un breve periodo di tempo, C3 ha assunto una carica sufficiente per far cambiare lo stato dell'uscita di N4 cosicché la frequenza di clock aumenta. Non appena si rilascia il pulsante, il C3 si scarica rapidamente attraverso D2 ed N5.
Quando si aziona S1, l'uscita di N6 è allo stato basso e l'uscita di N8 è allo stato alto, cosicchè IC1 ed IC2 lavorano nell'aumento del conteggio.
Quando si aziona S2, l'uscita di N6 è allo stato alto ma l'uscita di N8 è bassa; questo stato d'uscita commuta i due contatori nel modo di lavoro a scalare.
Sia IC1 che IC2 possono essere presettati all'accensione del circuito, per tale ragione si prevedono C4 ed R4; i due detti abilitano gli ingressi presettati di questi contatori. Si può programmare ogni conteggio iniziale (in codice BCD) collegando gli ingressi di preselezione di IC1 ed IC2 al positivo o al comune.
Questa possibilità è simboleggiata nello schema con il rettangolo che reca la scritta "preset".

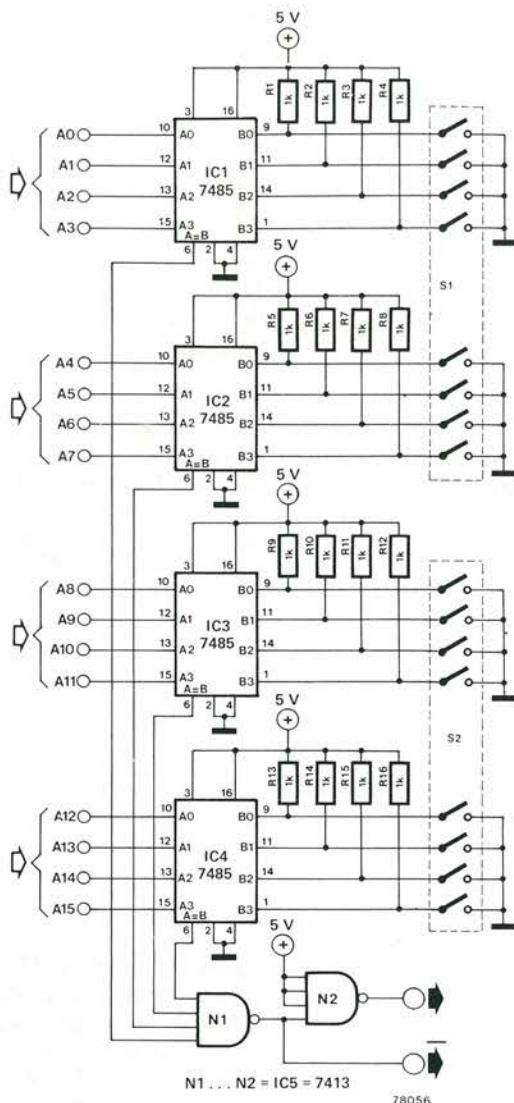
Limitatore/compressore 96

Il circuito mostra un'applicazione del V-Cat della Cadac, un particolare elemento che è previsto per fungere da attenuatore controllato in tensione, così come limitatore/compressore.
Durante il lavoro, P1 regola l'ingresso del circuito. P3 situa la soglia alla quale il guadagno inizia ad essere limitato dalla compressione. P4 stabilisce il punto al quale la limitazione inizia a manifestarsi solo per due pendenze di controllo, le quali si sviluppano dopo che la compressione ha già avuto inizio in seguito ad un aumento dell'ingresso. P5 regola il tempo di salita in ambedue le curve di limitazione, e P6 regola il tempo di ripristino del circuito dopo un sovraccarico. P2 stabilisce il rapporto di compressione dell'audio. Al minimo valore di resistenza di quest'ultimo, il circuito comprime una fluttuazione d'ingresso di 20 dB in 4 dB all'uscita, mentre al massimo valore il rapporto è più simile a 2:1 (20 dB a 10 dB).
Quando la limitazione inizia, il rapporto ingresso-uscita è di circa 5:1 alla massima resistenza di controllo, e giunge a 40:1 alla resistenza minima. P7 controlla la soglia alla quale il segnale esterno applicato all'apposito ingresso inizia a controllare la principale catena d'attenuazione. Con questa connessione, un segnale d'ingresso che superi la soglia produce un calo all'uscita che da un effetto bizzarro al programma musicale.
A parte la "V-Card" medesima, non s'impiegano altre parti troppo speciali. Nel prototipo, s'impiega un quadruplo amplificatore operazionale della Harris modello 46 05-5 per l'adattamento alla rete di alimentazione a +/− 22V che serve per il V-Cat. Se tuttavia si vuole impiegare una convenzionale alimentazione a +/− 15V, e si è disposti a tollerare un livello di limitazione più limitato, si può usare qualunque quadruplo 741. In un'altro prototipo si è impiegato lo LM324 e questo ha dimostrato di funzionare quasi altrettanto bene come l'originale quindi, in sostanza, il progetto è abbastanza tollerante nei confronti dei modelli di tale IC.
Le specifiche-base del circuito sono le seguenti:
segnale all'ingresso: sino a +24 dBm
segnale all'uscita: sino a +24 dBm
soglia: da −20 dBm
tempo d'intervento: da 100 µs a 500 msec
tempo di esclusione: da 500 ms a 5 sec.
impedenza d'ingresso: da 10k a 100k, in relazione a come è regolato il potenziometro d'ingresso.
carico all'uscita: 47 k
(Si può impiegare un amplificatore-separatore che abbia un guadagno unitario per pilotare un carico di linea più basso).
Responso in frequenza: da 10 Hz a 100 kHz entro +/− 1 dB.
Distorsione: inferiore allo 0,1% per ogni frequenza da 40 Hz a 10 kHz senza limitazione e sino alla massima limitazione con 1 secondo di tempo di esclusione.
Rumore all'uscita: meno di 25 µV, con una banda passante da 10 Hz a 10 kHz.
Alimentazione: +/− 22V (si può impiegare l'alimentazione a +/− 15V senza alcuna modifica, ma la gamma della dinamica ne soffre.
(Cadac V-Cat Application note)

P1 regolatore del livello all'ingresso
P2 regolatore della pendenza
P3 regolatore della soglia
P4 limitatore della soglia
P2 regolatore del tempo d'intervento
P2 regolatore del tempo di esecuzione
P2 regolatore del livello del segnale di controllo esterno

IC1 . . . IC4: vedi testo
T1,T2 = BC 479,BC 557B

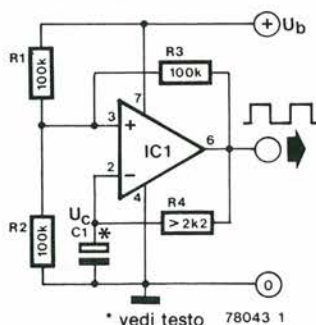
78086

97 Decoder programmabile degli indirizzi

Questo circuito si dimostra assai utile allorchè si effettuano degli esperimenti con i microprocessori.
Riconosce un indirizzo di 16-bit da un massimo di 64 k di memoria. L'indirizzo dei bit dei dati che deve essere provato è controllato per mezzo degli interruttori S1 ed S2. Non appena l'indirizzo desiderato appare nel data bus, l'uscita del circuito va al livello alto. È disponibile anche una versione inversa del segnale d'uscita (attiva al livello basso).
Se lo si desidera, un settore del circuito può essere impiegato per decodificare una pagina di una certa grandezza. Se, per esempio, IC1 ed IC2 sono omessi, il circuito indirizza dei blocchi di memoria di 1/4 k.
È da notare che, a causa del fan abbastanza elevato degli IC1 ... IC4, il circuito può essere impiegato solo in unione a sistemi che hanno un bus degli indirizzi munito di buffer, a meno di non impiegare degli IC del tipo "low power Schottky" (74LS85).

98 Oscillatore a onde quadre

Impiegando quasi ogni modello di amplificatore operazionale, si può realizzare un oscillatore ad onde quadre semplice ed affidabile. Questo tipo di circuito non è viziato dall'incertezza d'innesco e simili problemi che s'incontrano con i multivibratori astabili convenzionali; la frequenza è indipendente dalla tensione d'alimentazione ed in più il circuito impiega appena sei parti in tutto.
Il funzionamento è il seguente: non appena si applica tensione, il C1 è ancora scarico. L'ingresso invertente dell'IC1 è quindi ad una tensione zero, mentre quella non invertente è resa positiva da R1 ed R2.

1

* vedi testo 78043 1

Di conseguenza, l'uscita dell'IC1 diviene positiva, cosicchè l'ingresso non invertente è portato a 2/3 dell'alimentazione generale tramite R1, R2 ed R3. C1 in tal modo si carica tramite l'uscita dell'IC1 via R4 sino a che la tensione ai suoi capi eccede la tensione all'ingresso non invertente al ché l'uscita dell'IC cade a 0 V.
L'esatto andamento periodico dell'uscita dell'IC1 che si alterna tra il positivo ed il negativo, dipende dal tipo di IC impiegato. L'ingresso non invertente dell'IC1 a questo punto è ad 1/3 della tensione di alimentazione.
Il C1 si scarica attraverso R4 sull'uscita

dell'IC1 sino a che la relativa tensione non scende al di sotto di quella dell'ingresso non invertente, allorchè l'uscita dell'IC1 diviene nuovamente positiva ed il ciclo si ripete per intero.
Siccome le variazioni nella tensione di alimentazione influenzano in egual misura la carica del C1 ed il livello di soglia alla quale l'amplificatore operazionale cambia di stato, si ha che i due effetti si cancellano reciprocamente e che la frequenza è indipendente dalla tensione d'alimentazione..
La frequenza di oscillazione è data da

$$f = \frac{1}{(1{,}4)\ R4\ C1}$$

ove f è in Hz
R4 è in Ohm
C1 è in Farad.
Alternativamente, se R4 è espressa in kilohms e C1 in microfarad, f corrisponde ai kilohertz.
In questo circuito si può impiegare praticamente ogni amplificatore operazionale,

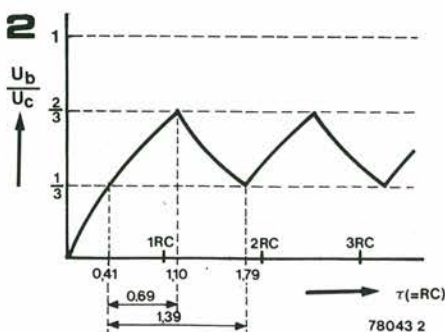



Tabella 1.

op/amp	minima tensione d'alimentazione	massima tensione d'alimentazione	massima frequenza
709	5 V	36 V	325 kHz
741	3.5 V	36 V	100 kHz (oltre ai 30 kHz il segnale diviene triangolare a causa della limitazione data dallo slewrate)
CA3130	3 V	16 V	275 kHz
CA3140	5 V	36 V	200 kHz
CA3100	8.5 V	36 V	275 kHz
LF357	3 V	36 V	325 kHz
LM301	3 V	36 V	325 kHz

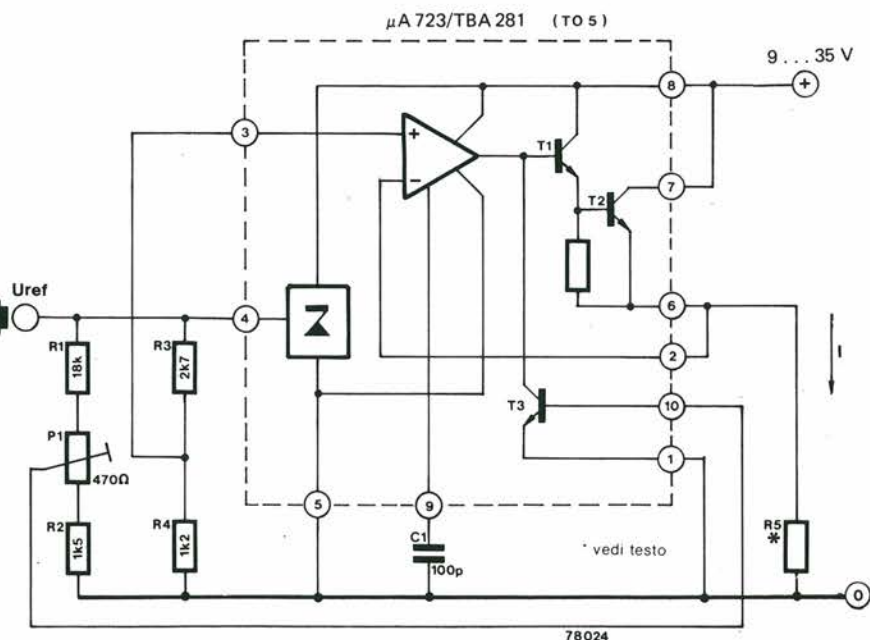
e la Tabella 1 elenca diversi modelli che hanno un'ampia diffusione utilizzabili, con la minima e la massima tensione d'alimentazione applicabile e la massima frequenza di oscillazione ottenibile. L'onda quadra che si ottiene dovrebbe essere esattamente equilibrata; il relativo duty cycle è in teoria il 50%, ma a causa di una leggera dissimetria negli stadi d'uscita dell'amplificatore operazionale, non si raggiunge in pratica il perfetto equilibrio. L'unico amplificatore operazionale che sfiora la perfezione con un duty cycle del 50% esatto è il modello CA 3130. A tensioni di alimentazione basse, si può riscontrare un cambiamento nella frequenza che deriva dalle variazioni nelle caratteristiche d'uscita degli amplificatori operazionali.
Comunque, se la tensione supera i 10V, non si hanno problemi del genere.
La tensione di lavoro del C1 deve essere perlomeno 2/3 della tensione di alimentazione.

Tensione di riferimento compensata in temperatura

Il noto IC regolatore 723, ha una sorgente di tensione di riferimento compresa all'interno, che manifesta un coefficiente di temperatura buono, ovvero basso.
Con un semplicissimo circuito esterno, il 723 può essere impiegato come "stufa" per mantenersi (e per mantenere la tensione di riferimento) ad una temperatura virtualmente costante, ed in tal modo si elimina del tutto la dipendenza dalla temperatura della sorgente di riferimento interna.
Il 723, è connesso come amplificatore non invertente con un guadagno unitario, al cui ingresso è applicata la tensione di:

$$\frac{U_{ref} \times R4}{R3 + R4}$$

La polarizzazione provoca un flusso di corrente attraverso la resistenza di carico R5 via T1 e T2, che sono i transistori di uscita del 723. La potenza dissipata in questi transistor provoca la salita della temperatura nel chip semiconduttore.
Sale così anche la temperatura del transistor T3 che è ovviamente compresso nell'integrato e che è per l'appunto il sensore termico dell'assieme; in tal modo la tensione emettitore-base di tale transistor decade. Allorchè il valore diventa più piccolo di quello impostato tramite P1, il T3 conduce, azzerando la corrente d'uscita sino a che la temperatura del chip si è abbassata a sufficienza per riportare nell'interdizione il T3.
Il risultato è che il chip, quindi la tensione di riferimento, rimane ad una temperatura virtualmente costante.
Logicamente, la temperatura del chip de-

ve essere mantenuta considerevolmente più ampia di quella dell'ambiente, per ottenere un lavoro di commutazione corretto (considerato che il circuito non può raffreddarsi al di sotto della temperatura dell'ambiente) e P1 serve quindi per regolare la temperatura dell'integrato sopra il limite detto. P1, in pratica, deve essere regolato in modo tale che la temperatura dell'involucro dell'IC rimanga tra 60 e 70°C, come dire appena possibile da toccarsi. La procedura di regolazione prevede un certo tempo e la necessaria pazienza, visto che si deve permettere alla temperatura del chip di stabilizzarsi dopo ogni aggiustamento del P1. La miglior procedura è portare la spazzola del P1 verso R1, accendere l'apparecchio ed attendere la stabilizzazione; misurare la temperatura, riaggiustare P1, attendere la nuova stabilizzazione e via di seguito.
Il valore di R5 dipende dalla tensione di alimentazione scelta, e può essere di 33 ohm per delle tensioni comprese tra 9V e 15V, 68 ohm per valori compresi tra 15V e 25V, nonchè 100 ohm tra 25V e 35V.

100 Riduttore di luce sensor

Il particolare saliente e nuovo di questo regolatore automatico progressivo di luci, è che il circuito è completamente a stato solido e non impiega interruttori meccanici così come potenziometri. La luce che forma il carico può essere accesa e spenta, così come aumentata e diminuita, semplicemente piazzando un dito su di una placchetta "sensor".

Il cuore del sistema, è il nuovo circuito integrato Siemens S566B. Il detto, è in pratica un controllo di fase per Triac, come dire che la luminosità emessa dalla lampadina-carico, è controllata variando il punto in cui la rete accende il triac, come si vede nella figura 1.

Più presto il triac riceve il trigger, più grande è l'angolo di conduzione del triac, quindi maggiore è la potenza applicata al carico. Più tardi il triac riceve il trigger, logicamente, meno potenza è applicata al carico.

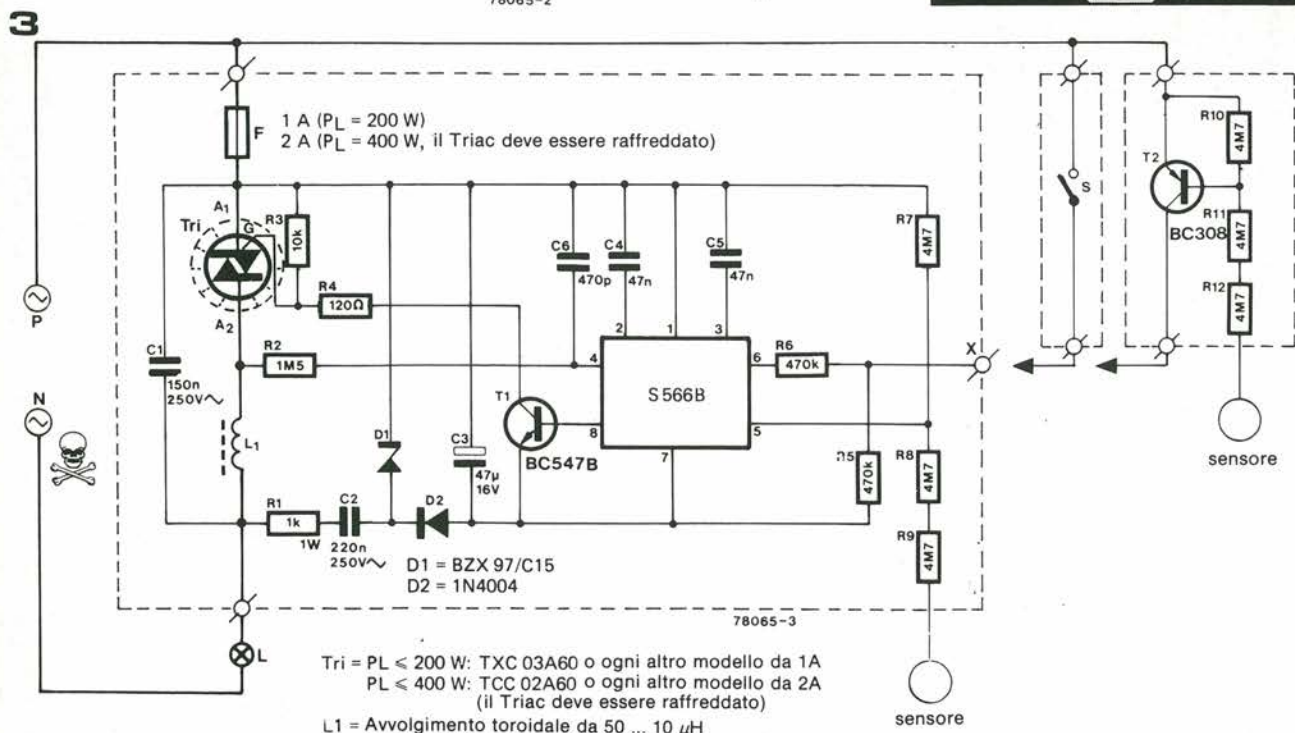
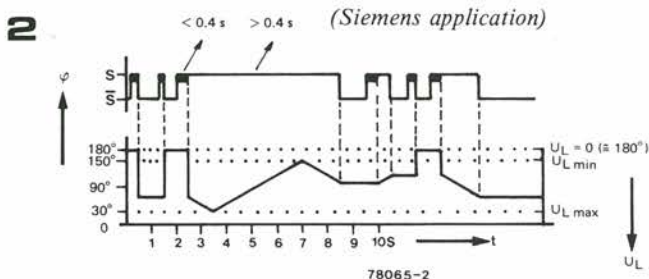
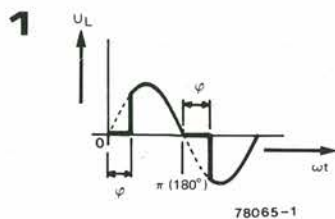
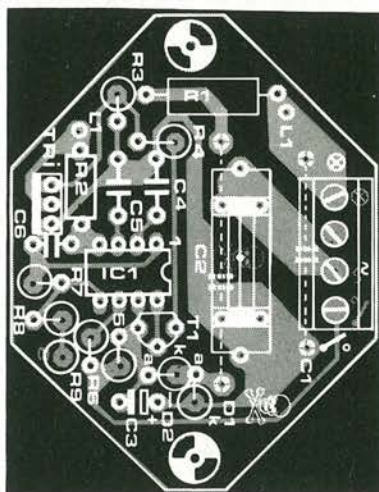
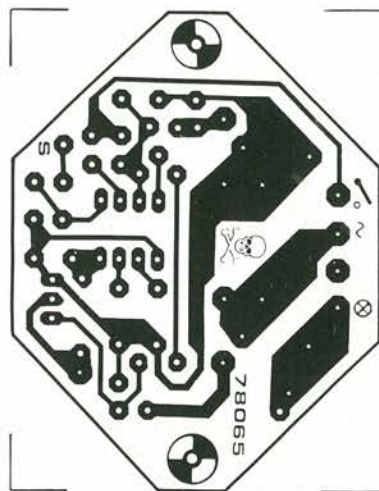
Variando l'angolo di conduzione al triac da 30° a 150° si ha praticamente il controllo del carico dal massimo a quasi zero.

La figura 2 mostra come l'IC S566B possa mutare l'angolo di conduzione del triac in riferimento al contatto del dito con la placchetta-sensore. Toccando la placchetta brevemente (da 60 a 400 ms) si ripristina la luminosità precedentemente impiegata. Toccandola una seconda volta, sempre brevemente, si spegne la lampada.

Se la placchetta è toccata per un periodo più lungo di 400 ms la lampada non solo si accende, ma inizia ad emettere più luce, oppure meno, man mano che l'IC aumenta o diminuisce l'angolo di conduzione. Quando si allontana il dito dalla placchetta, la lampada rimane al livello di luminosità raggiunto.

Il circuito completo del regolatore "sensor" impiega l'IC S566B come si vede nella figura 3. Il circuito mostra anche le possibilità alternative di rimpiazzare la placchetta sensibile con un pulsante o d'impiegare molteplici placchette sensibili.

(Siemens application)

H.H. Arends

Display esadecimale

101

Quando si lavora con la notazione esadecimale dei microprocessori, s'impiega di frequente il sistema di enter e read out per i dati.
I dati esadecimali possono essere decodificati e mostrati in un gran numero di modi.
Il primo metodo è impiegare un display HEX commerciale munito del decoder incorporato, ad esempio lo Hewlett-Packard 5082-7340. Tuttavia, questo genere di dispositivo risulta abbastanza dispendioso. Un altro modo è programmare una routine di display nel microprocessore. Questa, tuttavia, deve essere compresa in una ROM ed occupa 200 bytes nella memoria, in relazione al microprocessore che s'impiega.
Il metodo alternativo qui descritto, impiega un normale driver-decodificatore da BCD a sette-segmenti, per decodificare le cifre da 0 a 9 nella maniera convenzionale, mentre i digits da A ad F impiegano due decodifiche da 1 a 4, ed una semplice matrice di diodi. Questo modo di procedere, è assai meno dispensioso di qualunque decodifica HEX commerciale e non richiede ne spazio in memoria ne una speciale ROM, come nel caso in cui s'impiega il software.
Il circuito del decoder HEX appare nella figura 1.
Per decodificare le cifre da 0 a 9, s'impiega un decoder 7448 con un display LED a catodo comune invece che il più usuale 7447 e display ad anodo comune. Ciò permette una funzione di OR tra le uscite del 7448 e le uscite del 74155, che effettuano la decodifica da A ad F. Il 7448 ha le uscite attive allo stato alto.
Ciò significa, che quando un particolare segmento del display non è illuminato, il relativo transistor d'uscita del 7448 è in conduzione, e cortocircuita il segmento. Quando un segmento è illuminato, il transistor d'uscita del 7448 è interdetto, cosicchè la corrente scorre attraverso il segmento tramite una delle resistenze poste in serie, da R1 ad R8.
Le cifre da 0 a 9 sono decodificate nella maniera usuale dal 7448. Le gates N1 ed N2 svolgono la funzione di Boole $F = (\overline{B + C})\,D$. Come si vede dalla tavola della verità, l'uscita di N2 è alta per le cifre da 0 a 9. Questo funzionamento inibisce il 74155, cosicchè tutte le uscite del buffer 7407 sono nello stato di off.
I quattro digits da A ad F dell'uscita di N2 sono allo stato basso. In tal modo si attiva l'ingresso per la prova "lamp test" del 7448 mentre tutte le uscite sono portate in off. Il risultato è che i segmenti del display si accendono tutti, ma il 74155 a questo punto è attivato. Le uscite da 2 a 7 vanno allo stato basso sequenzialmente per le cifre da A ad F, e tramite la matrice di diodi che si vede nella figura 2, tali uscite s'impiegano per cortocircuitare i segmenti che non servono per formare un tale carattere.
Un piccolo svantaggio connesso con un circuito del genere, è che siccome il 7448 decodifica un 6 senza accendere il segmento "a", il 6 può risultare quasi indistinguibile dal b. Per superare il problema, il punto decimale del display è acceso per le cifre da 0 a 9 e spento dal A ad F.

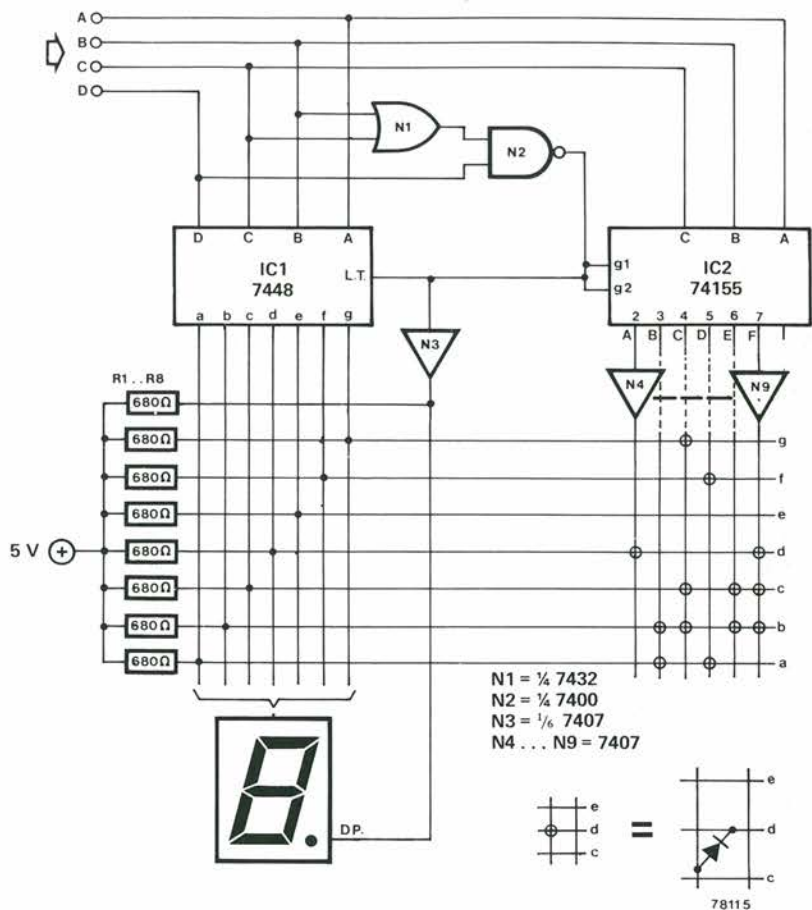



Tabella 1

	D	C	B	A	F	output 74155 2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
4	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1
5	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
A	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1
b	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1
C	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1
D	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1
E	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1
F	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0

Bibliografia

1. Kartalopoulos, S.V. "Indicazione delle lettere e dei simboli su di un display a sette segmenti". Electronic design 25, 6 Dicembre 1976, pagina 108.

2. Wesselhoeft, U "Mikrocomputer daten und adressen schrittweise angezeigt". Mikroprozessoren hardware, pp 139/140.

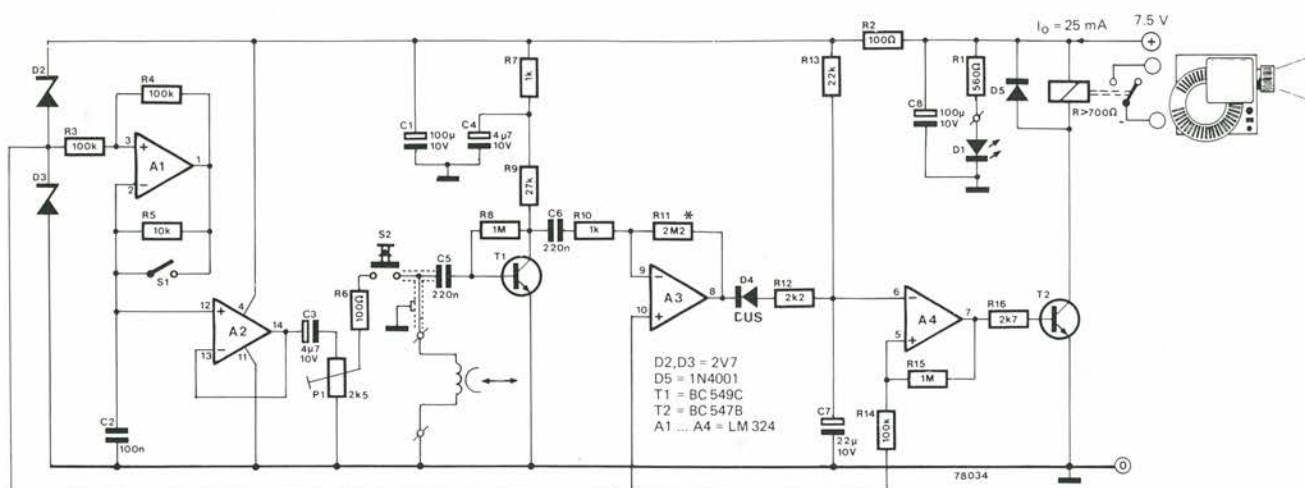
102 Sincronizzatore per diapositive e nastro

Elenco componenti

Resistenze:
R1 = 560 Ω
R2,R6 = 100 Ω
R3,R4,R14 = 100 k
R5 = 10 k
R7,R10 = 1 k
R8,R15 = 1 M
R9 = 27 k
R11 = 1 M . . . 2M2 (vedi testo)
R12 = 2k2
R13 = 22 k
R16 = 2k7

Condensatori:
C1,C8 = 100 µ/10 V
C3 = 4µ7/10 V
C4 = 4µ7/6 V
C7 = 22 µ/10 V
C2 = 100 n
C5,C6 = 220 n

Semiconduttori:
D1 = LED
D2,D3 = 2V7
D4 = DUS
D5 = 1N4001
T1 = BC 549C
T2 = BC 547B
A1 . . . A4 = LM 324

Varie:
S1 = interruttore on/off
S2 = pulsante
6V, resistenza dell'avvolgimento dell'ordine dei 700 Ω

Questo circuito può essere impiegato per quei registratori che hanno la presa per sistemi audiovisivi (AV), al fine di sincronizzare una serie di diapositive con il commento inciso. I registratori AV, sono muniti di una testina in più che serve per registrare i segnali di sincro su di una pista separata dal segnale audio. Nell'ascolto, tale sincro è impiegato per il controllo del proiettore di diapositive automatizzato. Se il registratore a nastro è munito di una presa AV ma non del generatore del segnale di sincronismo e del relativo rivelatore, serve un sistema di sincronizzazione separato.

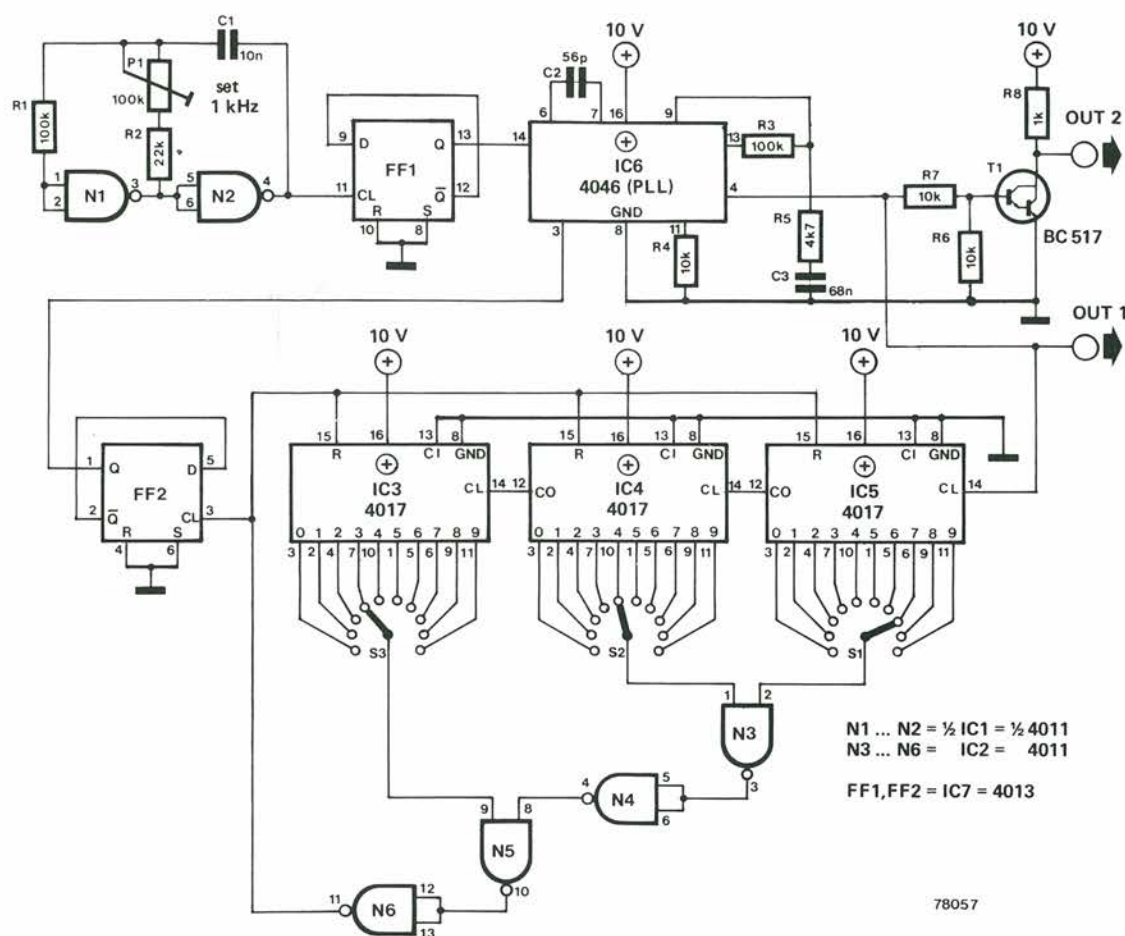
A1 forma un oscillatore da 1 kHz che eroga il segnale di sincro sino a che S1 rimane aperto. Allorchè si vuole effettuare il cambio della diapositiva, si preme il pulsante S2 ed il segnale è inciso sul nastro. Nell'ascolto, il segnale preregistrato è raccolto dalla testina di registrazione/ascolto ed è amplificato tramite T1 ed A3. Il C7 è normalmente caricato tramite R13, A4 rimane allo stato basso, T2 è interdetto ed i contatti del relais rimangono aperti.

Quando un segnale di sincronismo si presenta, il C7 si scarica attraverso D4 ed R12, visto che l'uscita di A3 passa dal livello alto a quello basso alternativamente. L'uscita di A4 così diviene elevata, T2 conduce, i contatti del relais si chiudono e la diapositiva è cambiata. Durante l'ascolto, S1 deve essere chiuso per prevenire che i segnali siano incisi inavvertitatmente sul nastro se S2 è premuto in modo accidentale.

Siccome i segnali di controllo inviati al proiettore devono avere una durata corretta per un funzionamento preciso, il proiettore deve essere collegato al sistema di sincro mentre si registra il commento, per verificare che i tempi siano rispettati. Il proiettore, in tal modo, sarà azionato dai segnali mentre si effettua la registrazione. Il P1 serve per variare il livello. A causa del guadagno elevato del T1 e di A3, il circuito può essere sottoposto a trigger dal rumore presente sul nastro.

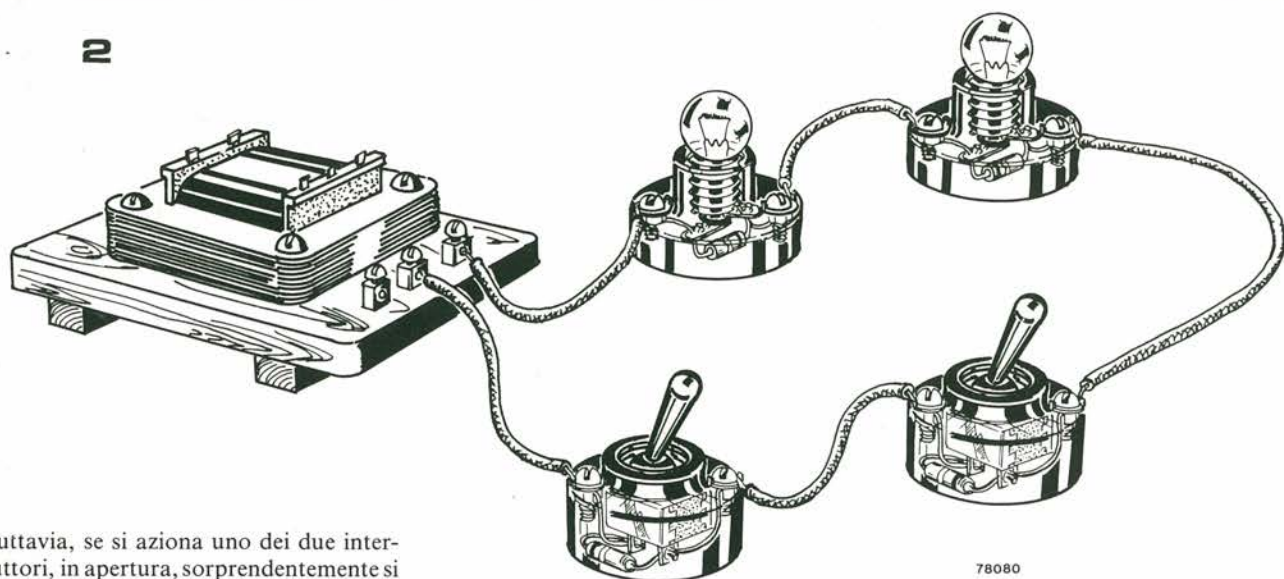
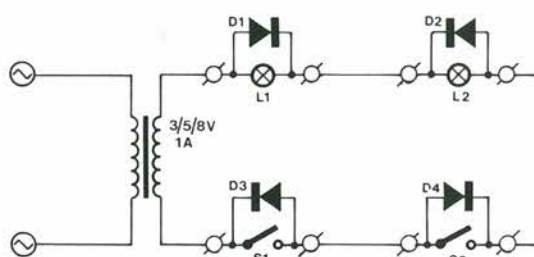
In tal caso, il valore di R11 può essere ridotto, tanto per dire, ad 1M e P1 sarà poi regolato sino a che un segnale dal livello adeguato sia inciso sul nastro.

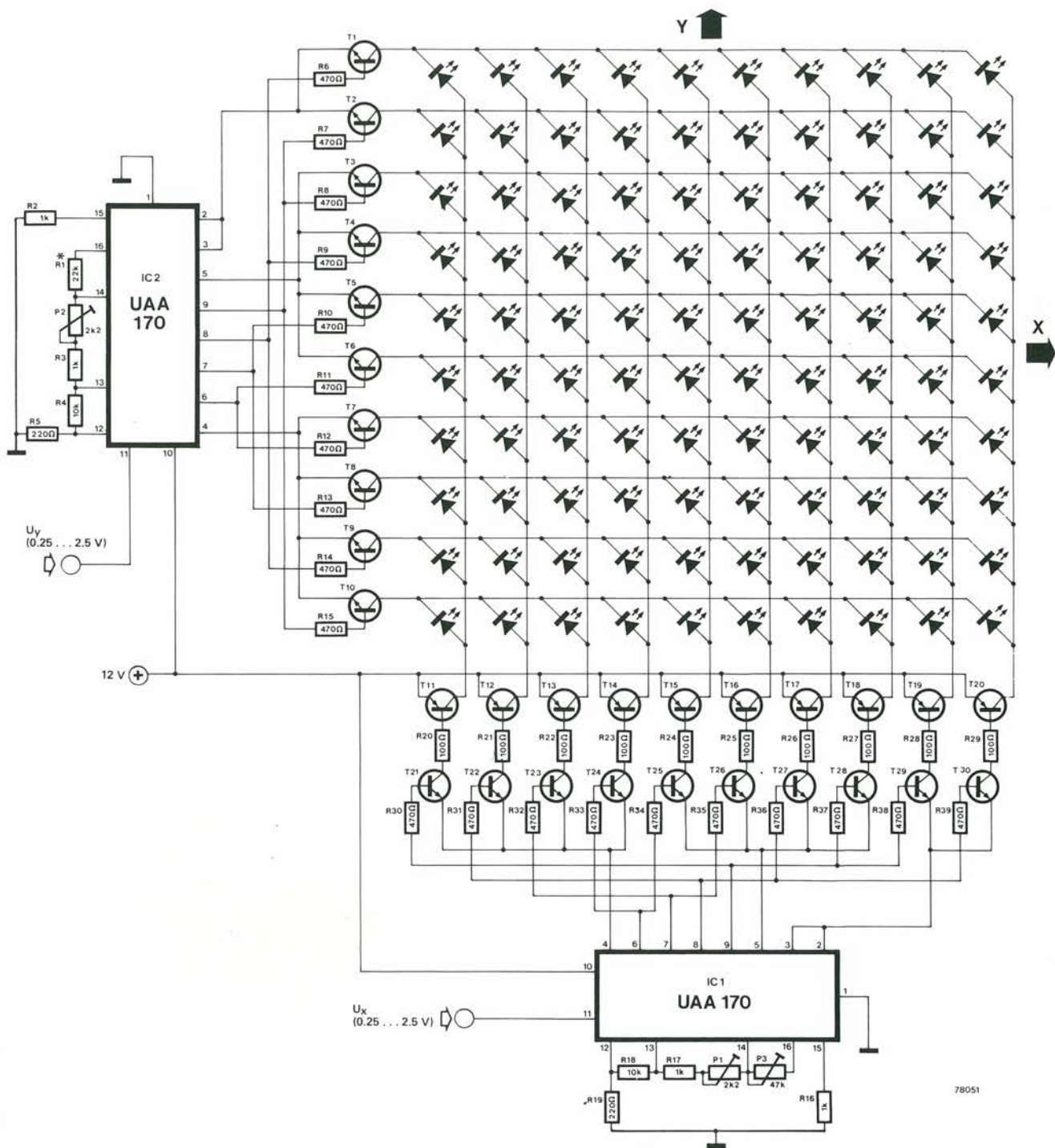
Se la presa AV del registratore a nastro ha una tensione d'uscita di 7,5Vcc, così come avviene per diversi modelli, il circuito può essere alimentato da questo valore. Negli altri casi, è necessario impiegare un normale alimentatore da rete.

Sintetizzatore di frequenza 103

La frequenza d'uscita di questo generatore di onde quadre, può essere programmata a passi di 1 kHz da 1 kHz a 999 kHz. Il cuore del tutto è un IC del tipo 4046, CMOS ad agganciamento di fase, che prevede una gamma di cattura eccezionalmente ampia.
L'uscita di un generatore di clock, N1/N2, è divisa da FF1 per dare una uscita simmetrica da 500 Hz ad onda quadra, che è portata ad uno degli ingressi del comparatore di fase, IC6, 4046. L'uscita dell'oscillatore controllato in tensione (VCO) dell'IC6 é portata al secondo ingresso del comparatore di fase tramite un divisore programmabile di frequenza che impiega gli IC da IC3 ad IC5, nonchè FF2.
L'uscita del VCO del PLL si regola da sola sino a che l'uscita di FF2 ha la stessa frequenza e fase nei confronti dell'uscita di clock di FF1.
Se il rapporto di divisione impostato dai commutatori S1, S2 S3 è "n", il VCO deve erogare un segnale dalla frequenza che sia "n" volte il segnale di clock ad 1 kHz. Impostando un numero "n" tramite i commutatori da S1 ad S3, si ha quindi la corrispondente uscita in kHz.
L'uscita del VCO, dal terminale 4, può essere impiegata per pilotare dei circuiti CMOS direttamente, tuttavia, per altre applicazioni serve spesso un buffer (amplificatore-separatore) a transistor.
Se si vuole ottenere una precisione in frequenza più grande, l'oscillatore di clock può essere rimpiazzato da una sorgente di riferimento più stabile, come la base dei tempi che, munita di un IC, divide per 10^3 un segnale standard, descritta in precedenza in questo stesso numero.

Interruttore da azionare a più mani 104

H. Gohlisch

Questo semplice circuito può essere impiegato come oggetto di divertimento e distrazione durante un party, ed è garantito che confonda chiunque non abbia una fondata conoscenza dell'elettronica. A prima vista, il circuito sembra che consista di due interruttori e di due lampade collegate in serie, con un sistema di alimentazione in parallelo alla catena.
Quando i due interruttori sono chiusi, le due lampade si accendono, come è ovvio attendersi.

Tuttavia, se si aziona uno dei due interruttori, in apertura, sorprendentemente si spegne una lampada sola invece che tutt'e due. Se si apre anche il secondo interruttore, si spegne anche la seconda lampada, mentre ambedue gli interruttori possono esser impiegati per accendere e spegnere ambedue le lampade.
In più, se si svita una lampadina dal suo supporto, e la si toglie, l'altra continua ad essere illuminata, contro ogni logica.
Malgrado le apparenze, il circuito (figura 1) è estremamente semplice, e consiste solo di un trasformatore e di quattro diodi, più le lampadine e gli interruttori.
Quando S1 ed S2 sono ambedue aperti, il D4 è polarizzato all'inverso sui semiperiodi positivi della tensione di rete, mentre D3 è polarizzato all'inverso nei semiperiodi negativi, cosicchè la corrente non circola in nessuna delle due direzioni. Se S1 è chiuso, il D3 è posto in corto e la corrente circola in senso antiorario nel complesso (durante i semiperiodi negativi) ovvero attraverso D4, D2 ed L1, accendendo L1.
Una piccola corrente attraversa anche L2 a causa della tensione inversa del D2, ma non è certo sufficiente ad accendere la lampada. Se S2 è chiuso, D4 è posto in corto e la corrente fluisce in senso orario nel circuito, stavolta tramite D3, D1 ed L2. Se si chiudono ambedue gli interruttori, si accendono entrambe le lampade.
La figura 2 mostra un tipico cablaggio per il circuito, che può essere montato su di una tavoletta con i fili di connessione chiaramente visibili, in modo tale che sia impossibile suburdorare il trucco. Se s'impiegano dei portalampade "a muro" o del tipo da montare su di un pannello, in rilievo, i diodi D1 e D2 possono essere nascosti nel cavo delle loro basi, così come se s'impiegano degl'interruttori per apparati elettrotecnici, come quelli che si vedono nella figura, è possibile nascondervi all'interno D3 e D4.
Una variazione sul montaggio di base mostrato, è inserire i diodi D1 e D2 addirittura nell'attacco a vite delle lampadine, ma ovviamente, in tal caso è necessario un bel po' di lavoro per togliere gli attacchi senza romperli, effettuare la modifica, ricollegarli, incollarli. Per tornare al circuito, in tal modo, svitando una lampada, anche l'altra si spegnerebbe, confermando l'illusione del collegamento in serie.
In più, invertendo le lampade tra loro, la L2 sarebbe controllata da S1 ed L1 da S2, anche con i diversi zoccoli.
Siccome il circuito può essere impiegato da due bambini, bisogna porre il massimo accento sulla sicurezza, ed allo scopo serve assolutamente un trasformatore a due avvolgimenti, primario e secondario; si può impiegare un trasformatore per campanelli.

105 Indicatore di forme d'onda a LED

Visto che il prezzo dei LED è tanto diminuito, e continua a diminuire, la proposta di realizzare un display X-Y impiegante una matrice di LED può essere accettata anche sul piano economico. In questo progetto s'impiegano due IC UAA170 che pilotano una matrice da 10 × 10 LED. Siccome gli UAA170 sono normalmente previsti per pilotare 16 LED, sistemati in una matrice 4 × 4, le uscite degli UAA170 devono prima di tutto essere decodificate per offrire le uscite da 1 a 10, impiegando i transistor da T1 a T10 e da T11 a T30.
Una tensione applicata all'IC2 (Uy) piloterà l'asse verticale del display, mentre una tensione applicata all'IC1 (Ux) piloterà l'asse orizzontale del medesimo. In ogni momento, si avrà un LED illuminato all'intersezione delle linee verticali ed orizzontali che sono attivate nello stesso tempo.
Il circuito può essere pilotato da tensioni d'ingresso che variano da +0,25 a +2,5V e queste tensioni sono regolate da P1 e P2. Il limite superiore, comunque, può essere elevato se si collocano opportuni attenuatori agli ingressi.
Sul display così ottenuto si possono vedere diversi segnali a bassa frequenza, per

esempio delle figure di Lissajous accoppiando in alternata gli ingressi e polarizzando in CC il terminale 11 di ciascun IC in modo tale da ottenere l'illuminazione dei LED senza segnali.
Portando un segnale a dente di sega all'ingresso X ed un segnale vario all'ingresso Y, il display diviene una sorta di oscilloscopio per frequenze molto basse (la massima frequenza di lavoro è 1 kHz).

Bibliografia:
Siemens "Bautelle Report" 6/77

Nota della Redazione: le prove pratiche condotte, mostrano che la massima frequenza d'ingresso indicata è piuttosto ottimistica: 50 Hz è un valore più aderente alla realtà. Alle frequenze più elevate, il display risulta confuso (questo fenomeno può essere ridotto impiegando dei transistor più veloci), è la luminosità irradiata decresce (si può migliorarla riducendo il valore di R1 e 2k2).

106 Misuratore di picco "autoranging"

Anche se non sempre esclusivamente per ragioni tecniche, i misuratori dei livelli d'uscita stanno incontrando una enorme diffusione; basta citare le applicazioni nell'audio (amplificatori di potenza e simili). Il circuito qui descritto impiega uno strumento a bobina mobile, ed ha la particolatità di scegliere da solo il fondo scala, automaticamente.

Lo strumento ha due portate, da −40 a −20 dB, e da −20 dB a 0 dB; due LED indicano quale portata è operante (vedi la figura 1). Adottando tale sistema, la risoluzione dello strumento è considerevolmente migliorata.

Lo schema elettrico dello strumento appare nella figura 2. L'ingresso dei segnali è portato ad un attenuatore (P1) prima d'essere rettificato a doppia semionda tramite A1 ed A2. L'uscita del circuito rettificatore è quindi fatto passare tramite S1 oppure S2, a seconda di quale dei due è chiuso.

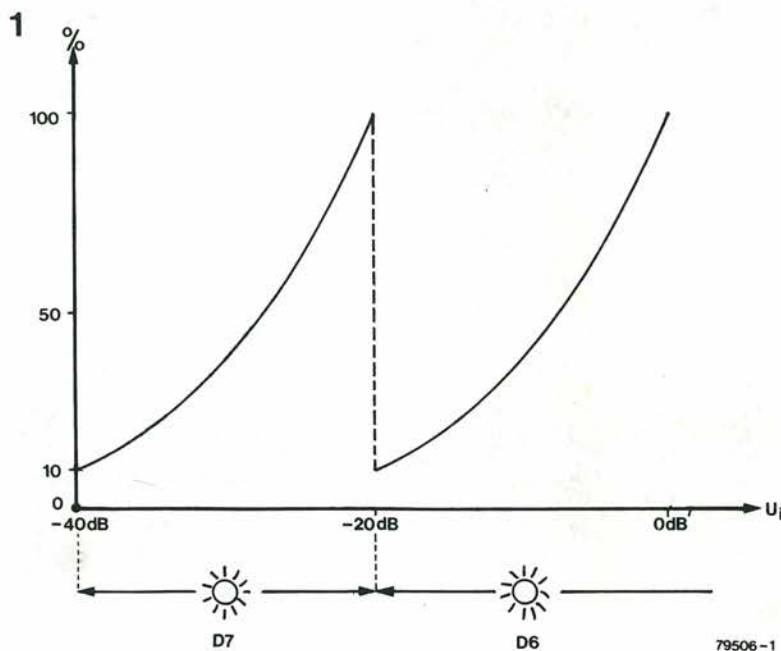
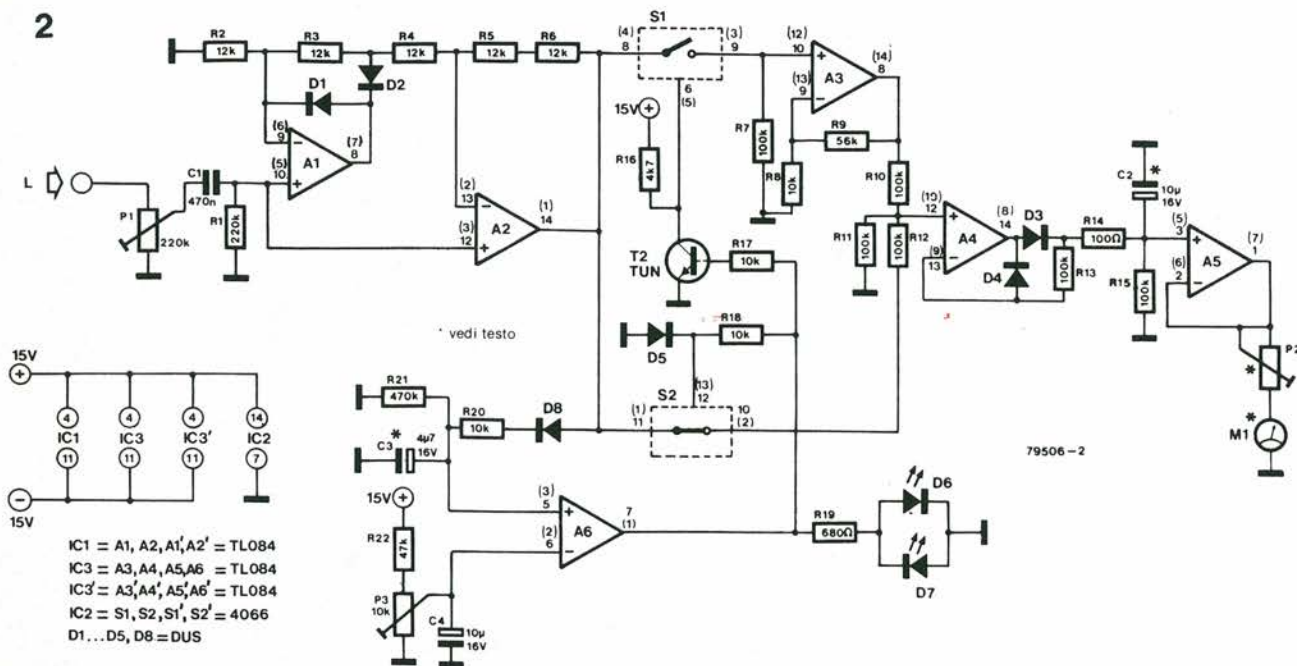
I due interruttori sono controllati dal comparatore A6. Lo stato del comparatore, a sua volta, dipende dal livello del segnale all'ingresso. Se la tensione che appare all'ingresso non invertente del comparatore è più bassa di quella presente al cursore del P3 (come dire se il segnale d'ingresso sul P1 è più basso di −20 dB per un tempo sufficiente), l'uscita del comparatore è bassa ed allora D7 si accende, S2 è aperto ed S1 è chiuso.

Una tensione di 3,3 volte l'ingresso di A3 è quindi portata al circuito rivelatore di picco, che impiega A4. Il guadagno dell'A3 è determinato da R8 ... R11. Se, tuttavia, il livello del segnale all'ingresso diviene più grande di −20 dB, l'uscita di A6 diviene alta, il D6 si illumina, S1 si apre ed S2 si chiude. A causa dell'effetto dato da R10 ... R12, il segnale rettificato d'ingresso è attenuato per un fattore di 0,33.

Di conseguenza, tra i due possibili stati degli interruttori, vi è una differenza nel livello del segnale di dieci, come dire 20 dB.

Il circuito stampato è progettato per accogliere la versione stereo dell'apparecchio. Le parti "accentate" ed i numeri tra parentesi appartengono al canale destro.

Per calibrare il circuito è necessario l'impiego di un generatore audio. La tensione al cursore del P1, alla quale si ottiene la massima lettura (0 dB) può essere scelta, ragionevolmente, in base a criteri personali; tuttavia è raccomandabile che il livello di 0 dB corrisponda a circa 4V.

La massima tensione d'uscita dell'A5 sarà quindi all'incirca di 1,33V; con uno strumento che abbia un equipaggio mobile da 100 μA per M1 ed M1', il P2 deve essere regolato per un valore di all'incirca 13k.

1

2

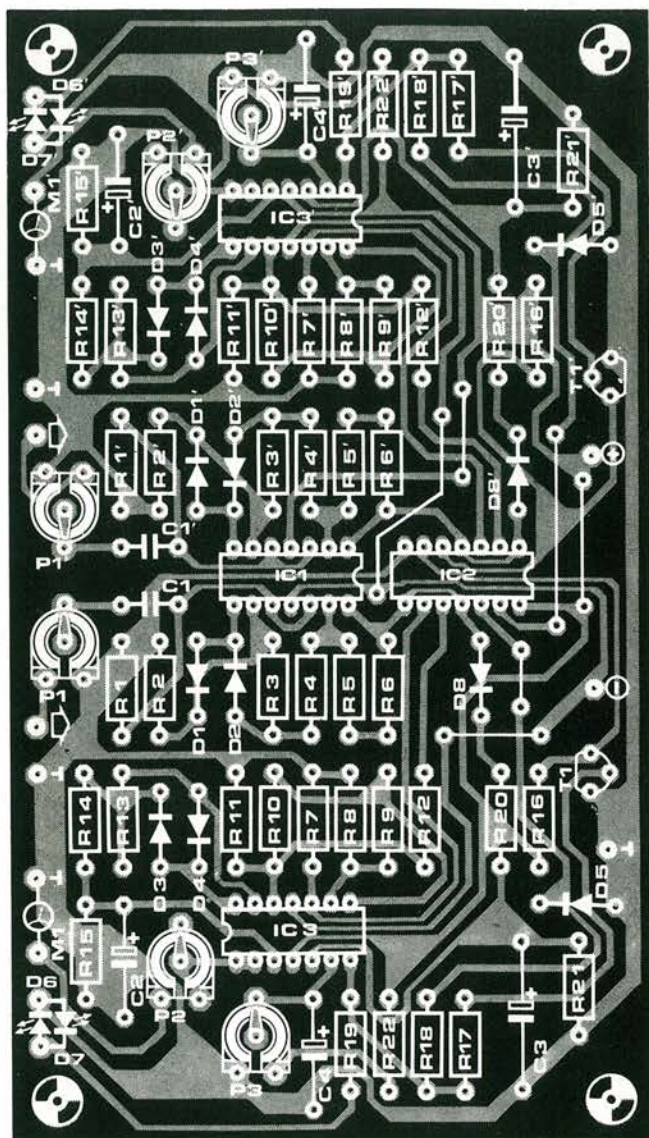
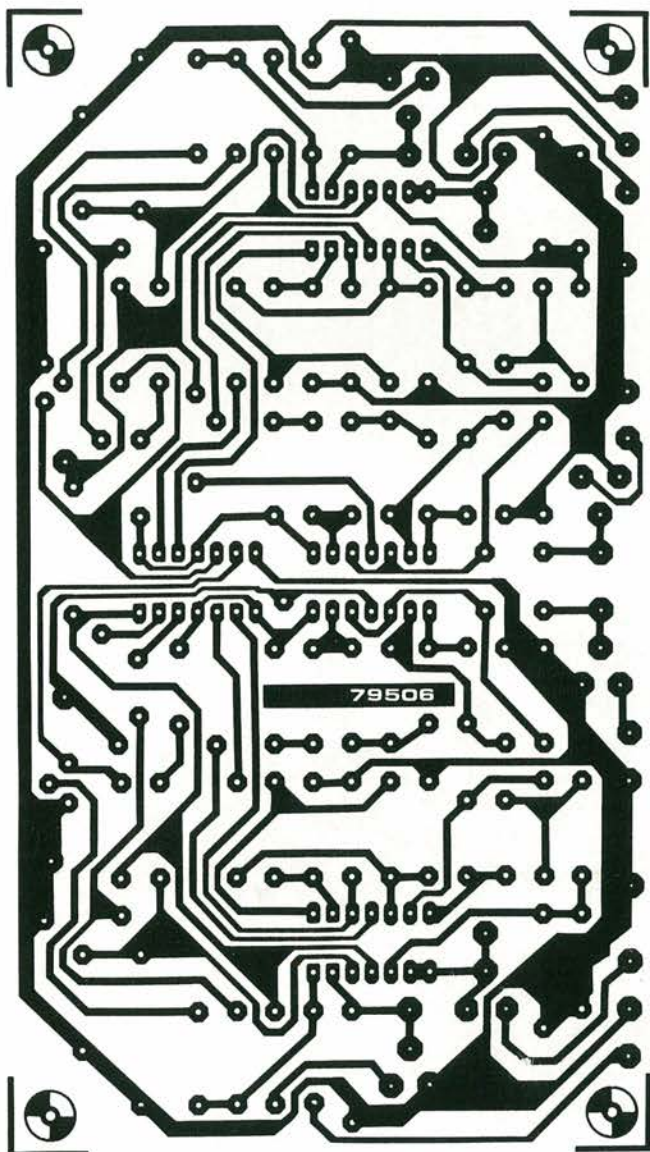
PICCOLI ANNUNCI

AFFRANCARE
CON
L. 120

JCE Divisione Elektor

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B.

Il potenziometro P3 deve essere regolato iniziando con D6 illuminato e la deflessione a fondo scala di M1; riducendo gradualmente il segnale all'ingresso sino al 10% del livello originale, l'indice deve tornare di colpo al fondo scala, D6 deve spegnersi e D7 accendersi. L'ampiezza del segnale all'ingresso deve essere regolata con molta lentezza, visto che per la commutazione tra le portate serve un tempo finito (si consideri il circuito formato da R20, R21, C2). Se occorre, il valore del C2 e quello del C3 possono essere modificati per adeguarsi ad una particolare caratteristica balistica dell'indicatore impiegato.

Da un'idea di P. de Bra

Misuratore della distorsione armonica 107

Questo circuito, è una versione migliorata del misuratore della distorsione armonica pubblicato nella collezione estiva di circuiti del 1979. Al posto dei transistor originali, in questa rielaborazione s'impiegano degli amplificatori operazionali J-FET, mentre il circuito offre una scelta tra quattro frequenze di misura, invece dell'unica della precedente versione. Il principio di base ed il modo di lavoro, sono comunque identici all'originale, come dire che applicando una connessione del tipo bootstrap ad un filtro a doppio T, il Q del filtro aumenta sino al punto in cui l'attenuazione delle armoniche è eliminata.

Di conseguenza, il filtro esclude solo la fondamentale del segnale composito all'ingresso (sinusoidale), permettendo la misura dei prodotti della distorsione armonica, così come il relativo esame oscilloscopico.

Nel circuito, il segnale d'ingresso è portato tramite C1 direttamente al filtro a doppio-T. Non serve alcuno stadio preamplificatore. I condensatori C6 ... C13 hanno un valore "C" ove

$$C = \frac{4,82}{f} \quad \text{(C è in nanofarad}$$

ed f è in kilohertz), mentre C2 ... C5 hanno un valore di 2C. I valori non facilmente reperibili sul mercato, possono essere realizzati impiegando due condensatori dai valori utili posti in parallelo. Per esempio, per la frequenza di prova ad 1 kHz, il valore di 4n82 può essere forato collegando in parallelo un condensatore da 4n7 ed uno da 120 p.

Il filtro è regolato grossolanamente da P1/P3 e tramite P2/P4 si effettua l'aggiustamento finale.
Si possono impiegare dei potenziometri aggiustabili del tipo impiegato per la preselezione delle stazioni negli apparecchi radio e TV. Allorché si effettua la sintonia sulla fondamentale, i due rami del sistema (P1/P2 e P3/P4) devono essere regolati alternativamente.
La distorsione presente sul segnale è presente alle due uscite D1 e D2. Il segnale della D2 è amplificato dall'IC3 in modo tale da essere dieci volte più grande di quello presente all'uscita D1.
Una volta che il filtro sia regolato alla perfezione, e che non si possa ottenere nessun'altra riduzione nella fondamentale, è possibile misurare il valore da picco a picco della distorsione (Dpp) ed il valore da picco a picco del segnale all'ingresso Uipp. La percentuale di distorsione può quindi essere calcolata come segue:

$$\% \text{ dpp} = \frac{\text{UDpp} \cdot 100}{\text{Uipp}} \text{ per D1, e}$$

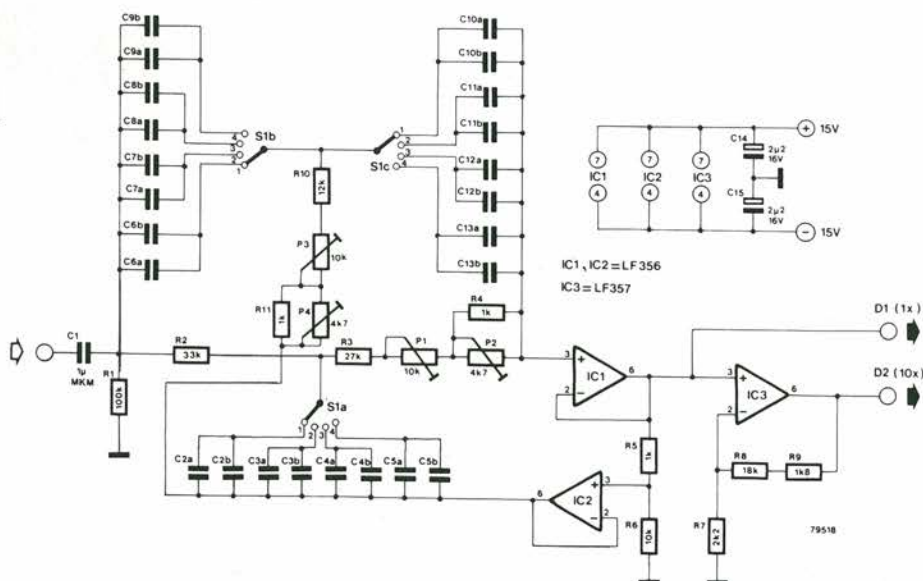
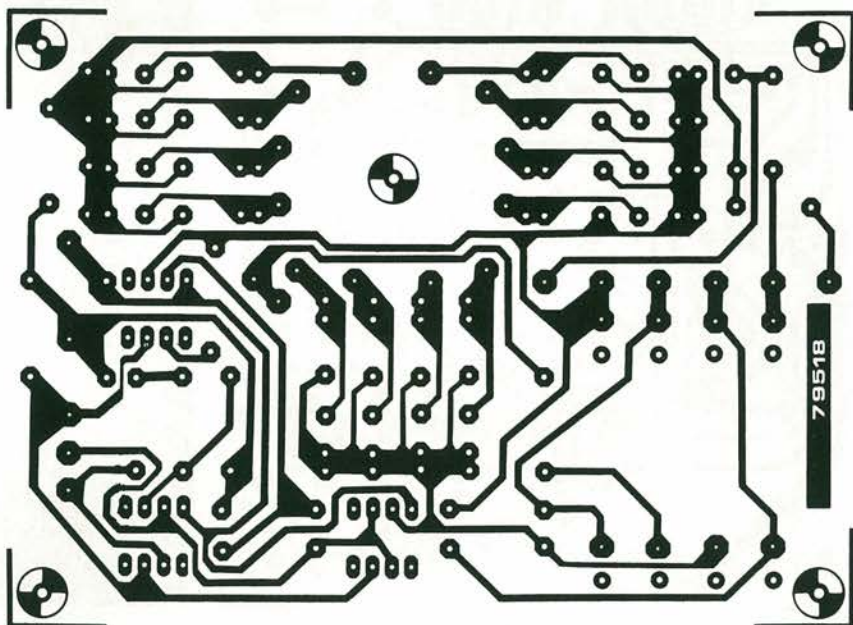
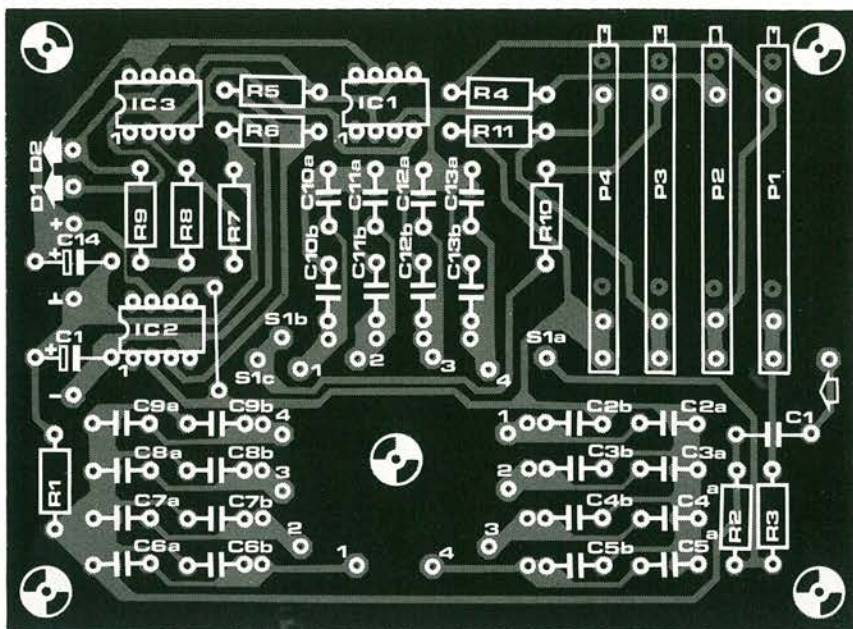
$$\% \text{ dpp} = \frac{\text{UDpp} \cdot 10}{\text{Uipp}} \text{ per D2.}$$

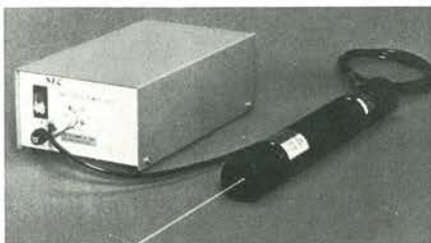
Elenco componenti

Resistenze:
R1 = 100 k
R2 = 33 k
R3 = 27 k
R4,R5 = 1 k
R6 = 10 k
R7 = 2k2
R8 = 18 k
R9 = 1k8
R10 = 12 k
R11 = 1 k
P1,P3 = 10 k trimmer
P2,P4 = 4k7 trimmer

Condensatori:
C1 = 1 μ (MKM)
C2a . . . C13b: vedi testo
C14,C15 = 2μ2/16 V

Semiconduttori:
IC1,IC2 = LF356
IC3 = LF356, LF357

Varie:
S1 = commutatore a tre vie, diverse posizioni.

Laser He-Ne a specchio interno

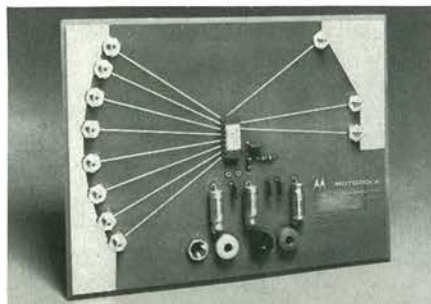
La NEC ha messo in produzione una serie di laser a specchio interno all'elio-neon, per applicazioni industriali. I componenti della serie sono designati con GLG5210, 5211, 5220, 5221, 5310, 5311.
Il nucleo dei laser ad elio-neon è costituito da un tubo al plasma completamente sigillato, prodotto con una tecnologia che garantisce un periodo di conservazione di 10 anni ed una vita operativa di oltre 10.000 ore. Tali caratteristiche hanno reso il laser ad elio-neon un componente affidabile ed economico.
Le applicazioni del laser a specchio interno sono molteplici: dai sistemi di allineamento, ai sistemi di trasmissione in facsimile, dalle apparecchiature per esami medici ai sistemi di controllo della qualità, alle apparecchiature per interferometria.
La serie può essere dotata di teste per usi generali o di teste con allineamento di precisione. In entrambi i casi la potenza di uscita è di almeno 1 mW (o 2 mW), con polarizzazione random o lineare.

L'alimentazione richiede una sorgente di 100 Vca (o 220 Vca) ±10% a 50/60 Hz; tutti i modelli hanno un assorbimento nominale di 35 VA, con un periodo di riscaldamento pari a 10 minuti circa.
La lunghezza d'onda in uscita pari a 632,8 mm, con una divergenza del fascio di circa 1,0 mrad ed un ripple del 3% massimo.
Tutti i modelli possono operare all'interno dell'intervallo di temperature compreso fra 0°C e 50°C, in condizioni di umidità relativa massima del 95%.

Silverstar
Via dei Gracchi 20
20146 Milano
Tel: 02/4996

mercato

Convertitore D/A con precisione da 9 bit

Per sistemi video ed altre applicazioni di DAC ad alta velocità che richiedono una precisione superiore a quella normale di 8 bit, la Motorola ha realizzato l'MC10318L9, un convertitore digitale-analogico a 8 bit, con precisione da 9 bit.
Questo dispositivo offre doppia precisione rispetto al componente a 8 bit ed è progettato per applicazioni di strumentazione ad alta velocità e strumenti di comunicazione, elaborazione visiva, oscilloscopi ad im-

magazzinamento, elaborazione di segnali radar e sistemi di trasmissioni TV.
Le caratteristiche dell'MC10318L9 sono: tempo di conversione di 15 ns, corrente di uscita a fondo scala 51 mA e ingressi compatibili MECL 10K.
L'MC10318L9 garantisce una non-linearità massima di ±0,10% nel campo di temperature da 0°C a 70°C. Il funzionamento da un alimentatore standard di −5,2V, la compatibilità di ingresso MECL ed un campo di uscita esteso da −1,3V a +2,5V, ne rendono particolarmente conveniente l'interfacciamento con processori ad alta velocità e circuiti a livello video.

Motorola
Via Ciro Menotti 11
20129 Milano
Tel: 02/7382841

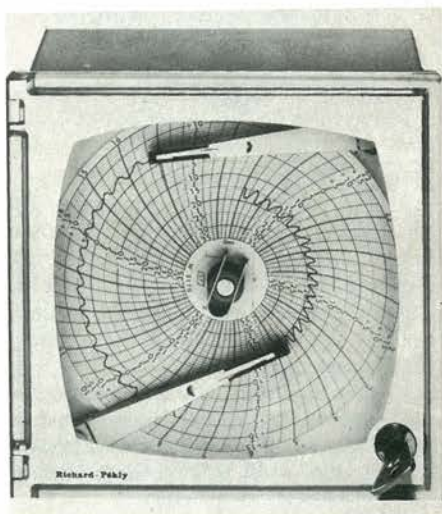
Tachimetro digitale portatile

Si tratta del tachimetro tipo FN5601 della AOIP.
Questo strumento autonomo e di piccole dimensioni è destinato alla misura di velocità di rotazione fino a 30000 giri/min. senza contatto.
Una marca riflettente incollata sul dispositivo rotante dà un'informazione allo strumento ad ogni giro riflettendo il fascio

infrarosso emesso da un diodo su un fototransistor.
La visualizzazione è fatta per mezzo di 5 cifre LED con una precisione di ±1 giro/min.
L'apparecchio tiene in memoria la lettura per 5s.
L'alimentazione dello strumento è fatta con 5 pile da 1,5V tipo standard R6 o LR6 e l'autonomia è di 3600 misure da 10s l'una o di 10 ore di servizio continuativo.
Le dimensioni ridotte (163×85×41,5 mm) ed il basso peso (0,35 Kg) rendono lo strumento tascabile e facilmente utilizzabile anche in campo.

Ampere
Via Scarlatti 26
20124 Milano
Tel: 02/200265

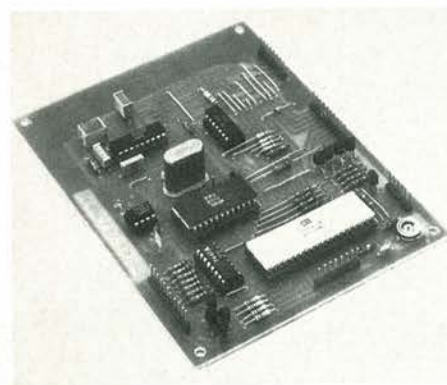
Registratori MINIDISQUE economici

La Jules Richard & Pekly presenta una famiglia di registratori ad azione diretta a 1 o 2 vie, a traccia continua, che permettono di effettuare misure ambientali o a distanza di temperatura, pressione e umidità.

Questa famiglia "economica" è particolarmente adatta per le misure da fare al fine di "economizzare" l'energia per quel che concerne la temperatura e l'umidità.
La serie comprende 7 modelli.
Per le misure a distanza, un termometro registratore a 1 o 2 vie per il range di temperatura da 0 a 600°C, un manometro registratore a 1 o 2 vie per la gamma di pressioni da 1 a 25 bar e un manometro-termometro combinati.
Per le misure ambientali c'è un termometro registratore a 1 via per il range di temperatura da −15°C a+65°C e un termoigrometro registratore per i ranges da −20 a +40°C e da 20 a 100% di umidità relativa.

Richard - Pekly
116, Quai de Bezons
95102 Argenteuil

mercato

Sistema per la sintonia TV

Si tratta di un sistema basato su un microcomputer, sviluppato in collaborazione dalla Plessey Semiconuctors e dalla General Instrument Microelectronics.
La novità di questo sistema per la sintesi della frequenza sta nel fatto che esso aggiunge la sintonizzazione esatta usando un microcomputer con una memoria non volatile. Ciò è stato possibile grazie alla combinazione delle tecnologie bipolari e MOS delle due ditte.
Commercializzato dalla General Instrument come Sistema Economega IV e appartenente alla famiglia di sistemi KEY della Plessey, l'unità è rivolta al mercato OEM con la disponibilità offerta dalla doppia sorgente.

Il vantaggio che ne possono ricavare i costruttori di televisori sta nel fatto che questo sistema richiede pochissimi componenti esterni e regolazioni. E anche gli utenti godranno del vantaggio di avere una migliore ricezione e discriminazione tra i vari canali TV, soprattutto nelle zone dove si hanno segnali scadenti.
La sintonizzazione "esatta" viene ottenuta usando un loop ad aggancio di fase on sintonia manuale o automatica a passi di 50 kHz fino a ±4 MHz intorno alla frequenza centrale del canale.
Inoltre il microcoputer può essere programmato a maschera per qualsiasi standard TV esistente al mondo. Questa tecnica con un loop ad aggancio di fase può essere usata per la sintetizzazione della frequenza nel mercato radio.
Il sistema comprende un blocco sintetizzatore a 3 chip che forma il front end del sistema KEY della Plessey e un blocco di controllo a 2 chip che contiene il microcomputer e la memoria non volatile. Il microcomputer, un PIC 1650 programmato in modo speciale, effettua tutte le funzioni di controllo e realizza il sintetizzatore con parametri di sintonia dettagliati. Poiché la memoria è del tipo non volatile, i dati di sintonizzazione vengono conservati indefinitivamente anche quando viene tolta l'alimentazione.

Plessey
C.so Sempione 73
20100 Milano
Tel: 02/3491551

mercato

Strumenti per la ricerca guasti nelle telecomunicazioni

La 3M completa la sua gamma di prodotti destinati alle telecomunicazioni con tre apparecchi destinati alla rivelazione e alla localizzazione dei guasti sui cavi a bassa corrente: sono gli apparecchi Dynatel 710M, 735M e 573, ciascuno con una funzione specifica.
L'apparecchio Dynatel 710 M consente la localizzazione di difetti quali i cortocircuiti, le messe a terra e gli inconvenienti vari che si generano soprattutto quando si ha una penetrazione d'acqua dentro i cavi.
Lo strumento è quindi particolarmente adatto per il personale addetto alla manutenzione.
Esso fornisce dei risultati in funzione del diametro dei fili e della temperatura esterna.
Il 710M funziona con normali batterie e ha una autonomia di 500 ore.
Il Dynatel 735M è un apparecchio complementare del 710M. Esso consente di determinare la presenza di conduttori interrotti o invertiti. La lettura si fa direttamente in metri. Anche questo apparecchio funziona a batterie e ha un'autonomia di 300 ore.
Il tracciatore di cavi Dynatel 573 rivela i

difetti sulle guaine. Esso è formato da un emettitore e da un ricevitore e permette di far passare un segnale radio su un cavo telefonico.
Questo segnale, alla frequenza di 300 kHz, indica esattamente il cammino del cavo interrato. Una anomalia nella guaina del cavo può essere localizzata con una precisione di 5 cm.
Anche il Dynatel 573 funziona a batteria e ha un'autonomia di 100 ore.

3M Italia
Via Fantoli 11
20090 Segrate
Tel: 02/5062641

mercato

Elaboratore di forme d'onda

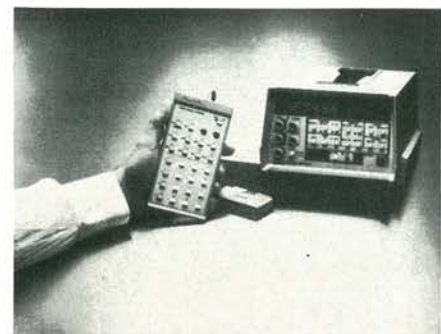
Datalab presenta il modulo DL417, un calcolatore basato su microprocessore da usare in unione al sistema analizzatore di segnali DL Micro 4.
Il sistema di programmazione e controllo del microprocessore prescelto è unico nel suo genere.
Fino ad ora si utilizzavano due metodi di programmazione.
Il primo metodo, il più semplice ed il più economico utilizzava una tastiera attribuendo ad ogni tasto una funzione diversa. Il limite del metodo risiedeva nelle dimensioni della tastiera e quindi delle funzioni programmabili.
Il secondo metodo, comune ai minicomputer, permetteva all'operatore di scrivere programmi su misura per ogni necessità; pur offrendo grande flessibilità e adattabilità richiedeva un operatore altamente specializzato.
Datalab ha elaborato il modulo 417 che evita la complessità d'uso del metodo "minicomputer" mantenendone tuttavia i vantaggi, permettendo l'analisi di forme d'onda e l'esecuzione di calcoli con complessità maggiore di quella affrontabile con un calcolatore a tastiera di ragionevoli dimensioni.
Il sistema DL Micro 4 attuale è uno strumento modulare per l'analisi di transitori comprendente una sezione per l'analisi dei segnali, una unità temporizzatrice, una memoria digitale e un controller per l'unità di visualizzazione. Le sue possibilità ri-

sultano grandemente accresciute dalla possibilità di elaborazione off-line dei dati.
Il microprocessore residente nel DL 417 è dotato di programmi residenti che permettono di eseguire funzioni aritmetiche, funzioni trigonometriche, calcoli di radici quadrate, deviazione standard, media, trasformata rapida Fourier, etc.
Utilizzando un linguaggio ad alto livello è possibile combinare due o più funzioni tra di loro formando espressioni, che eseguono calcoli complessi sui dati provenienti da un canale.
La forma d'onda, in unione a caratteri alfanumerici, sono visualizzati su uno schermo CRT esterno.
È possibile intensificare, espandere e manipolare particolari delle forme d'onda. Il display è divisibile in due o quattro canali separati, ognuno dei quali ulteriormente divisibile per manipolazioni particolari.
I controlli per tutte le funzioni sono posti sul pannello che è predisposto per il collegamento di una tastiera: questa tastiera può essere una piccola tastiera tascabile o un completo terminale alfanumerico (ARS 33, Silent 700).

Sistrel
Via Timavo 66
20099 Sesto San Giovanni
Tel: 02/2485233

mercato

Digital Multimeter 8860A

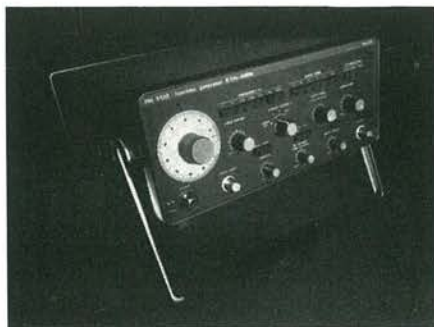
Il DMM 8860A a $5^{1}/_{2}$ digit della Fluke offre una gamma di funzioni e opzioni rese possibili dall'impiego di due microprocessori.
Un microprocessore viene impiegato dentro il contenitore e l'altro fuori. Il processore "in-guard" controlla tutta la circuiteria analogica, effettuando le misure reali. Per passare le misure al processore esterno si utilizza poi un accoppiatore ottico.
Il processore "out-guard" interfacciato con il pannello frontale elabora i dati delle misure e visualizza i risultati.
Questo processore, sempre attraverso il pannello frontale, è interfacciato direttamente con l'operatore attraverso il display, i segnalatori e la diagnostica, per indicare lo stato dello strumento e gli ingressi leciti e non leciti.

mercato

L'8860A misura le tensioni continue con una precisione di 0,01% garantita per un anno, il vero valore efficace delle tensioni alternate (accoppiate in continua e in alternata) e ha la capacità di misurare gli ohm a quattro terminali.
La scelta delle scale può essere sia manuale che automatica. Inoltre i microprocessori consentono funzioni e modi operativi speciali quali offset, limiti, picco-picco per memorizzare le misure più alte e più basse.
Le misure possono poi essere fatte con trigger continuo o single trigger: nel primo caso si possono scegliere due rates, una $2^{1}/_{2}$ letture/s con $5^{1}/_{2}$ digit e una $12^{1}/_{2}$ letture/s con $4^{1}/_{2}$ digit, col trigger singolo l'8860A può essere triggerato dal pannello frontale o dalla chiusura di un contatto esterno.
L'interfaccia IEEE-488 rende il multimetro completamente programmabile, con diverse frequenze di lettura. L'interfaccia IEEE-488 e il controller calcolatore si escludono a vicenda.

Sistel
Via Timavo 66
20099 Sesto San Giovanni
Tel. 02/2485233

mercato

Generatore di funzioni versatile

Con il generatore economico PM 5132 della Philips Test & Measuring Instruments si possono ottenere onde sinusoidali, triangolari o ad onda quadra impulsi positivi o negativi.

Il PM5132 è in grado di fornire un'uscita di 30V picco-picco, 15V picco-picco per gli impulsi con frequenze variabili da 0,1 Hz a 3 MHz.
Il duty cycle dell'uscita può essere variato dal 10 al 90% e l'uscita può essere attenuata a passi o con continuità fino ad 80 dB.
Per tutte le funzioni si può avere un offset in c.c. da −10V a +10V.
Il generatore è dotato di sweeps lineari interni ed esterni e c'è anche un'uscita TTL compatibile.
Il range di frequenza di 0,1 Hz a 2 MHz è coperto da 7 sottogamme che si sovrappongono agli estremi. La predisposizione della frequenza è lineare e si effettua con una manopola che consente di ottenere una precisione di ±2% della massima frequenza del subrange. Un verniero consente poi regolazioni della frequenza di ± 5%.
Mediante un commutatore si può scegliere una impedenza di uscita di 50 o 600 Ω; inoltre l'uscita è a prova di cortocircuito.
I tempi di sweep possono essere scelti con continuità tra 50 ms e 100 s. Si possono avere sweeppate continue o singole con una frequenza di sweep massima di 15 kHz. La frequenza di inizio dello spazzolamento è completamente regolabile e indipendente dalla frequenza di stop.
Un'uscita per il sollevamento del pennino semplifica le registrazioni con i registratori a carta.
Il PM 5132 è uno strumento per impieghi generali adatto per una vasta gamma di applicazioni didattiche o per l'uso in laboratorio.
Misura 140 × 310 × 330 mm e funziona a 120/220 V −50 Hz, con un consumo di 25W.

Philips
V.le Elvezia 2
20052 Monza
Tel: 039/36351

Sintentizzatore vocale a basso costo

La ITT Semiconductors ha realizzato un generatore di parole in un solo chip MOS, in tecnologia Silicon-gate canale N, programmabile a maschera per lingue e vocabolari diversi.
Campi di applicazione del circuito integrato UAA 1003 saranno gli orologi parlanti, i telefoni in grado di rispondere, i segnalatori di emergenza, ecc.
La memorizzazione e l'elaborazione del parlato sono completamente digitalizzati.
La memoria ha una capacità di 20 parole, inoltre nel chip sono incorporate anche le funzioni di controllo, decodifica e conversione D/A.
Lo speech generator UAA 1003, che viene fornito in un package dual-in-line a 40 pin, richiede una alimentazione di 10V e può funzionare nel range di temperatura da −20°C a +65°C.

Via XXV Aprile
20097 San Donato Milanese
Tel: 02/51741

Orologio ad onde lunghe con microprocessore

L'emittente DCF 77, situata nei pressi di Francoforte, trasmette con una frequenza portante estremamente stabile di 77,5 kHz la scala ufficiale dei tempi atomici dell'Istituto di fisica tecnica di Braunschweig. Il raggio di ricezione dell'emittente a 27 kW è di circa 800 chilometri. In codice BCD vengono modulati minuti, ore, giorni di calendario, giorni della settimana e giorni dell'anno. I secondi vengono trasmessi abbassando l'ampiezza della portante a circa il 25% del proprio valore.

L'orologio ad onde lunghe proposto dalla Siemens è formato da quattro cartoline: alimentatore, microcomputer con amplificatore di linea per la visualizzazione, visualizzatore LED e ricevitore. Uno stabilizzatore di tensione a 6V alimenta il microcomputer ed il preamplificatore. I visualizzatori sono alimentati da una tensione regolata, la quale, con un fototransistore quale sensore, adatta la luminosità del visualizzatore alla luce ambientale.
L'antenna per ricevere i segnali a 77 kHz è costruita da una sbarra di ferrite, alla quale sono collegati uno stadio Darlington ed un filtro passabanda. I segnali vengono poi amplificati ancora una volta ed inviati ad un demodulatore.
Il controllo ottico della ricezione è dato da un LED che, se il funzionamento è regolare, lampeggia con un'intermittenza di un secondo.
Il microcomputer ha il compito di convertire i segnali codificati dei secondi in un'informazione multiplex di tempo a 7 segmenti che, attraverso i transistori di amplificazione, comanda gli anodi ed i segmenti LED. In caso di guasti al trasmettitore il microcomputer provvede alla continuità di funzionamento dell'orologio e del calendario utilizzando un quarzo esterno come base dei tempi. Nel componente sono già programmate tutte le durate dei mesi e degli anni bisestili per 99 anni, tenendo conto, nella data, anche del passaggio da un secolo all'altro.

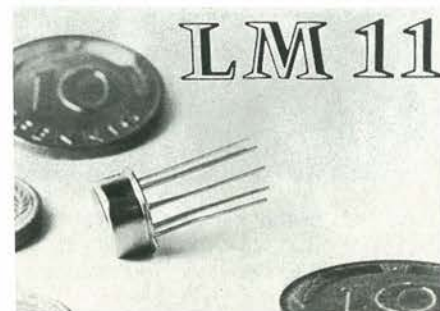
mercato

Se manca l'alimentazione di rete, il tempo esatto ricompare due minuti dopo il ritorno dell'energia. Se invece si è avuta una perturbazione nella trasmissione del segnale di tempo, scompaiono i punti decimali sul visualizzatore e ricompaiono solo quando la trasmissione non presenta più disturbi.
Il microcomputer elabora contemporaneamente quattro funzioni: lettura del segnale DCF 77, indicazione dell'ora, conteggio continuo dell'ora e riconoscimento di un tempo di sveglia. Per mezzo di uscite multiplexer e di due ulteriori ingressi si può collegare all'orologio ad onde lunghe una tastiera a 16 tasti.
La tastiera decimale permette di introdurre i tempi di sveglia che possono essere depositati in una memoria esterna non volatile e quindi rimanere protetti quando manca la corrente.

Siemens Elettra
Via F. Filzi 29
20100 Milano
Tel: 02/6992

mercato

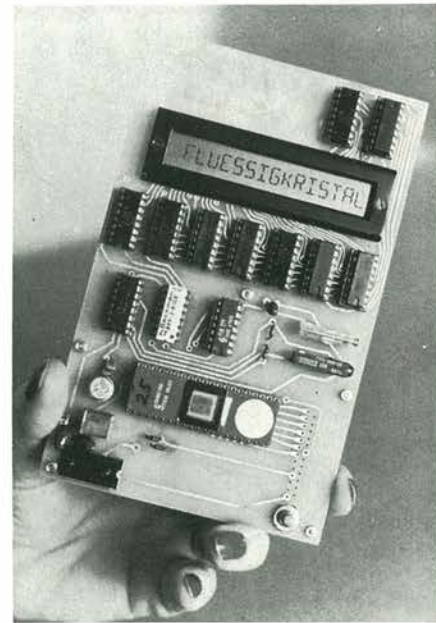
Operazionale bipolare con le caratteristiche dei FET

La National Semiconductor ha realizzato un amplificatore operazionale di precisione, che pur essendo del tipo bipolare, è caratterizzato da correnti di polarizzazione di ingresso tipiche dei transistor ad effetto di campo.
L'LM11 è simile all'amplificatore operazionale standard di tipo industriale LM108, eccetto che per le correnti di ingresso che sono state ridotte di un fattore 10.
Per di più, anche la tensione di offset e la deriva sono state migliorate in tutto il range di funzionamento.

A differenza dei FET, la cui corrente di polarizzazione raddoppia ogni 10°C di aumento della temperatura e il cui offset deve essere regolato, la corrente di polarizzazione dell'LM11 è di soli 25 pA a 25°C e non supera i 65pA nel range di temperatura da −55°C a +125°C. La tensione di offset dell'LM11 parte da 100 μV e la deriva è di solo 1 μV/°C.
Inoltre la stabilità a lungo termine è dell'ordine di 10 μV per anno, nettamente migliore di quella degli amplificatori operazionali FET.
Il dispositivo è compensato, ma si può aggiungere anche una compensazione esterna quando si desidera una migliore stabilità della frequenza, soprattutto con carichi capacitivi.

National Semiconductor
Via A. Mario 26
20149 Milano
Tel. 02/4692431

mercato

Display alfanumerico LCD

La Siemens ha presentato un display alfanumerico a cristalli liquidi a 16 segmenti da un microprocessore monochip (SAB 8748) e da otto circuiti integrati CMOS.
La parte essenziale di questo display è il visualizzatore FAN 16061 a 16 caratteri con 16 segmenti a cristalli liquidi inserito in un riquadro metallico di colore nero.

Il visualizzatore LCD è disponibile in due versioni: la LCM 1003 montata su una scheda a formato europeo 100 mm × 160 mm o la versione compatta a sandwich 1004 che consente di guadagnare spazio.
La Siemens ha presentato anche un altro visualizzatore, il FAN 16060 a 7 segmenti con 16 caratteri, che pure utilizza l'effetto di campo.
Questo tipo è particolarmente adatto per i telefoni a tastiera.

Siemens Elettra
Via F. Filzi 25/A
20124 Milano
Tel: 02/6248

TUPTUNDUGDUS

TUP Transistor Universale PNP
TUN Transistor Universale NPN
DUG Diodo Universale al Germanio
DUS Diodo Universale al Silicio

	type	U_R max	I_F max	I_R max	P_{tot} max	C_D max
DUS	Si	25 V	100 mA	1 μA	250 mW	5 pF
DUG	Ge	20 V	35 mA	100 μA	250 mW	10 pF

Tabella 1a. Caratteristiche minime dei transitori qualificabili come TUP e TUN.

Tabella 1b. Caratteristiche minime dei diodi qualificabili come DUG e DUS.

	type	U_{ce_0} max	I_c max	h_{fe} min.	P_{tot} max	f_T min.
TUN	NPN	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz
TUP	PNP	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz

Tabella 2. Vari tipi di transistori che soddisfano le specifiche TUN.

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

Tabella 3. Vari tipi di transistori che soddisfano le specifiche TUP.

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

Le lettere riportate dopo la sigla numerica indicano il guadagno in corrente

A α (B. hfe) 125-260
B α 240-500
C α 450-900

Tabella 4. Vari tipi di diodi che soddisfano le specifiche DUS e DUG.

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX 13	OA 91
BA 218	BAY 61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

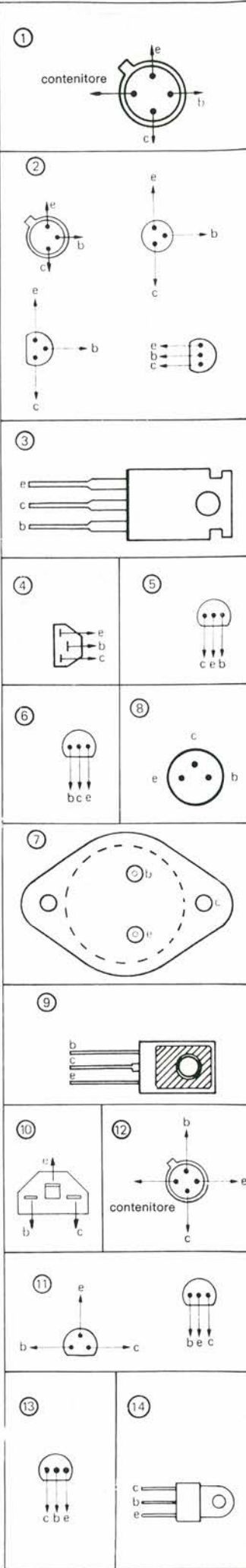
Tabella 5. Caratteristiche minime delle famiglie di transistori BC107, BC108, BC109 e BC177, BC178, BC179 (dalle norme Pro-Electron). Si noterà che il BC179 non si adegua perfettamente alle specifiche TUP, avendo una Ic max di soli 50 mA.

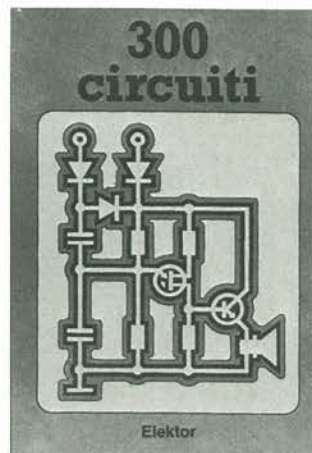
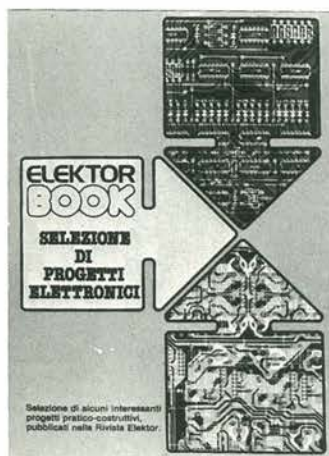
	NPN	PNP
	BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179
V_{ce_0} max	45 V 20 V 20 V	45 V 25 V 20 V
V_{eb_0} max	6 V 5 V 5 V	5 V 5 V 5 V
I_c max	100 mA 100 mA 100 mA	100 mA 100 mA 50 mA
$P_{tot.}$ max	300 mW 300 mW 300 mW	300 mW 300 mW 300 mW
f_T min.	150 MHz 150 MHz 150 MHz	130 MHz 130 MHz 130 MHz
F max	10 dB 10 dB 4 dB	10 dB 10 dB 4 dB

Ogni volta che è possibile, i diodi ed i transistori che equipaggiano i circuiti di Elektor sono indicati come TUP (Transistor Unviersale PNP), TUN (Transistor Universale NPN), DUG (Diodo Universale al Germanio) o DUS (Diodo Universale al Silicio).
Tali sigle indicano che più modelli similari possono essere utilizzati pur senza compromettere le prestazioni del circuito. Le caratteristiche minime che devono avere questi gruppi di componenti sono indicate nelle tabelle 1a e 1b.

Tabella 6. Alcuni transistori d'impiego corrente, derivati dai classici BC107, BC108 ecc. Le caratteristiche trascritte sono quelle che risultano dalle norme Pro-Electron; i prodotti di taluni costruttori sono superiori ai minimi standard riportati.

NPN	PNP	Contenitore	Note
BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179		
BC 147 BC 148 BC 149	BC 157 BC 158 BC 159		P_{max} = 250 mW
BC 207 BC 208 BC 209	BC 204 BC 205 BC 206		
BC 237 BC 238 BC 239	BC 307 BC 308 BC 309		
BC 317 BC 318 BC 319	BC 320 BC 321 BC 322		I_{cmax} = 150 mA
BC 347 BC 348 BC 349	BC 350 BC 351 BC 352		
BC 407 BC 408 BC 409	BC 417 BC 418 BC 419		P_{max} = 250 mW
BC 547 BC 548 BC 549	BC 557 BC 558 BC 559		P_{max} = 500 mW
BC 167 BC 168 BC 169	BC 257 BC 258 BC 259	!	169/259 I_{cmax} = 50 mA
BC 171 BC 172 BC 173	BC 251 BC 252 BC 253		251 . . . 253 basso rumore
BC 182 BC 183 BC 184	BC 212 BC 213 BC 214		I_{cmax} = 200 mA
BC 582 BC 583 BC 584	BC 512 BC 513 BC 514		I_{cmax} = 200 mA
BC 414 BC 414 BC 414	BC 416 BC 416 BC 416		basso rumore
BC 413 BC 413	BC 415 BC 415		basso rumore
BC 382 BC 383 BC 384			
BC 437 BC 438 BC 439			P_{max} = 220 mW
BC 467 BC 468 BC 469		!	P_{max} = 220 mW
	BC 261 BC 262 BC 263		basso rumore

Tipo	PNP = P NPN = N	V_{CEO} (Volt) 0 = ≤ 20 00 = 25-40 000 = 45-60 0000 = 65-80 00000 = > 85	$I_{c(max)}$ (mA) 0 = ≤ 50 00 = 55-100 000 = 105-400 0000 = 405-2 A 00000 = > 2 A	P_{max} (mW) senza dissipatore 0 = ≤ 300 00 = 305-1000 dissipatore 00☆ = 1-10 W 00☆☆ = 10-35 W 00☆☆☆ = > 40 W	$h_{FE(min)}$ 0 = ≤ 20 00 = 25-50 000 = 55-120 0000 = > 125	contenitore n°	osservazioni
TUN	N	0	00	0	000		
TUP	P	0	00	0	000		
AC126	P	0	00	00	0000	2	
AF239	P	0	0	0	0	1	base comune: f f_T = 700 MHz
BC107	N	000	00	0	000	2	
BC108	N	0	00	0	000	2	
BC109	N	0	00	0	0000	2	basso rumore
BC140	N	00	0000	00☆	00	2	
BC141	N	000	0000	00☆	00	2	
BC160	P	00	0000	00☆	00	2	
BC161	P	000	0000	00☆	00	2	
BC182	N	000	000	0	0000	2	
BC212	P	000	000	0	000	2	
BC546	N	0000	00	00	0000	2	
BC556	P	0000	00	00	000	2	
BD106	N	00	00000	00☆☆	00	7	
BD130	N	000	00000	00☆☆☆	0	7	
BD132	P	000	00000	00☆☆	00	9	
BD137	N	000	0000	00☆	00	9	
BD138	P	000	0000	00☆	00	9	
BD139	N	0000	0000	00☆	00	9	
BD140	P	0000	0000	00☆	00	9	
BDY20	N	000	00000	00☆☆☆	0	7	
BF180	N	0	0	0	0	1	base comune f_T = 675 MHz
BF185	N	0	0	0	00	12	base comune f_T = 220 MHz
BF194	N	0	0	0	000	10	emettitore comune f_T = 260 MHz
BF195	N	0	0	0	000	10	emettitore comune f_T = 200 MHz
BF199	N	00	0	00	000	11	emettitore comune f_T = 550 MHz
BF200	N	0	0	0	00	1	base comune f_T = 240 MHz
BF254	N	00	0	0	000	11	emettitore comune f_T = 260 MHz
BF257	P	00000	00	00	00	2	emettitore comune f_T = 90 MHz
BF494	N	0	0	0	000	11	emettitore comune f_T = 260 MHz
BFX34	N	000	00000	00	00	2	f_T = 70 MHz
BFX89	N	0	0	0	00	1	emettitore comune f_T = 1000 MHz
BFY90	N	0	0	0	00	1	emettitore comune f_T = 1000 MHz
BSX19	N	0	0000	0	000	2	
BSX20	N	0	0000	0	000	2	
BSX61	N	000	0000	00	000	2	
HEP51	P	00	0000	00	000	1	f_T = 150 MHz
HEP53	N	00	0000	00	000	1	f_T = 200 MHz
HEP56	N	0	00	00	000	5	f_T = 750 MHz
MJE171	P	000	00000	00☆☆	00	9	
MJE180	N	00	00000	00☆☆	00	9	
MJE181	N	000	00000	00☆☆	00	9	
MJE340	N	00000	0000	00☆☆	00	9	
MPS A05	N	000	0000	00	00	13	
MPS A06	N	0000	0000	00	00	13	
MPS A09	N	0000	0	00	000	13	
MPS A10	N	00	00	00	00	13	
MPS A13	N	00	000	00	0000	13	
MPS A16	N	00	00	00	0000	13	
MPS A17	N	00	00	00	0000	13	
MPS A18	N	000	000	00	0000	13	
MPS A55	P	000	0000	0	00	13	
MPS A56	P	0000	0000	0	00	13	
MPS U01	N	00	00000	00☆	00	14	
MPS U05	N	000	00000	00☆	00	14	
MPS U56	P	0000	00000	00☆	00	14	
MPS2926	N	0	00	00	00	13	f_T = 300 MHz
MPS3394	N	00	00	00	000	13	
MPS3702	P	00	000	00	000	13	f_T = 100 MHz
MPS3706	N	0	0000	00	00	13	
MPS6514	N	00	00	0	0000	13	f_T = 480 MHz
TIP29	N	00	0000	00☆☆	0	3	
TIP30	P	00	0000	00☆☆	0	3	
TIP31	N	00	00000	00☆☆☆	0	3	
TIP32	P	00	00000	00☆☆☆	0	3	
TIP140	N	000	00000	00☆☆☆	0000	7	Darlington
TIP142	N	00000	00000	00☆☆☆	0000	7	Darlington
TIP2955	P	000	00000	00☆☆☆	0	3	
TIP3055	N	000	00000	00☆☆☆	0	3	
TIP5530	P	000	00000	00☆☆☆	0	3	
2N696	N	000	0000	00	0	2	
2N706	N	0	0	0	0	2	
2N914	N	0	0000	00	00	2	
2N1613	N	000	0000	00	00	2	
2N1711	N	000	0000	00	000	2	
2N1983	N	00	0000	00	000	2	
2N1984	N	00	0000	00		2	
2N2219	N	00	0000	00	00	2	
2N2222	N	00	0000	00	00	2	
2N2925	N	00	00	0	0000	13	
2N2955	P	00	00	0	0	2	(MJE2955, TIP2955)
2N3054	N	000	00000	00☆☆☆	00	7	
2N3055	N	000	00000	00☆☆☆	0	7	
2N3553	N	00	0000	00☆	0	2	f_T = 500 MHz
2N3568	N	000	0000	0	000	13	
2N3638	P	00	0000	0	000	13	
2N3702	P	00	000	00	000	13	
2N3866	N	00	000	00☆	0	2	f_T = 700 MHz
2N3904	N	00	000	0	00	13	
2N3905	P	00	000	00	000	13	
2N3906	P	00	000	00	000	13	
2N3907	N	000	0	0	000	13	
2N4123	N	00	000	0	00	13	
2N4124	N	00	000	0	000	13	
2N4126	P	00	000	0	000	13	
2N4401	N	00	0000	00	0	13	
2N4410	N	0000	000	00	000	13	
2N4427	N	0	000	00☆	0	2	f_T = 700 MHz
2N5183	N	0	0000	00	000	2	

LIBRERIA ELEKTOR

Il libro raggruppa 300 articoli in cui vengono presentati schemi elettrici completi e facilmente realizzabili, oltre a idee originali di progettazione circuitale. Le circa 270 pagine di *300 Circuiti* vi ripropongono una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.

L. 12.500 (Abb. L. 11.250)

Selezione di progetti elettronici

Il libro comprende una selezione dei più interessanti progetti pubblicati sulla rivista originale olandese, fra i quali: Orologio digitale versatile - Display universale - Ricevitore sincrodina privo di avvolgimenti per onde medie e lunghe - Mini hi-fi stereo - Giochi elettronici - Luci di "stop" per automodelli - Alimentatore per auto - L'orologio rumoroso - Indicatore per i fusibili - Preamplificatore per i giradischi - Candela elettronica - Recip-RIAA - Bilancia per lo stilo - Amplificatore d'antenna sintonizzabile - Amplificatore miniatura - Orologio MOS 5314 - Sistema migliorato a 7 segmenti per orologi MOS - Calibratore universale - Fischio per modelli di treni - Fischio "a vapore" - L'amplificatore Edwin - Aggiunte al TV tennis - Calendario elettronico - Compressore audio - Antifurti per autovetture - Simulatore di segnali orari - Temporizzatore per luci.

L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA da inviare alla J.C.E - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (Mi)

SCONTO 10% AGLI ABBONATI

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________ N. ______

Città ____________________ Cap. ______

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) ____________________

Data ________ Firma ____________________

☐ Inviatemi i seguenti volumi
☐ Pagherò al postino l'importo indicato più le spese di spedizione.
☐ Allego assegno n° ________ di L. ________
(in questo caso la spedizione è gratuita)
☐ Abbonato ☐ Non Abbonato

N. ______ 300 Circuiti L. 12.500 (Abb. L. 11.250)

N. ______ Selezione di progetti elettronici L. 9.000 (Abb. L. 8.100)

CONOSCI LA PRESSIONE DELLE GOMME DELLA TUA AUTO?

Ant. Post.

QUANTO HA TUO FIGLIO DI PRESSIONE?

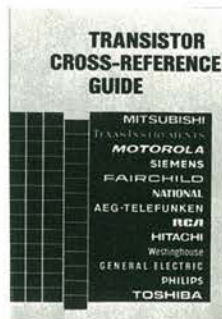
Max. Min.

a cura della lega italiana per la lotta contro l'ipertensione

LIBRERIA J.C.E

Transistor cross-reference guide

Il volume raccoglie circa 5.000 tipi diversi di transistori prodotti dalle principali case europee, americane (Motorola, Philips, General Electric, R.C.A., Texas Instruments, Westinghouse, AEG-Telefunken) e fornisce di essi l'indicazione di un eventuale prodotto equivalente giapponese (Toshiba, Nec, Hitachi, Mitsubishi, Matsushita, Fujitsu, Sony, Sanyo). Di ogni transistore inoltre, vengono forniti i principali parametri elettrici e meccanici.

L. 8.000 (Abb. L. 7.200)

Alla ricerca dei tesori

Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche, dal mercato dei rivelatori di seconda mano alla manutenzione del detector fino alle norme del codice che il prospettore deve conoscere. Il libro analizza anche ricerche particolari come quelle sulle spiaggie, nei fiumi, nei vecchi stabili, in miniere ecc.

L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

Le Radiocomunicazioni

Ciò che i tecnici, gli insegnanti, i professionisti, i radioamatori, gli studenti, i radiooperatori debbono sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri.
Oltre 100 figure, tabelle varie e di propagazione.

L. 7.500 (Abb. 6.750)

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA da inviare alla J.C.E - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI)

SCONTO 10% AGLI ABBONATI

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________ N. ______

Città ____________________ Cap. ______

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) ____________________

Data ________ Firma ____________________

☐ Inviatemi i seguenti volumi
☐ Pagherò al postino l'importo indicato più le spese di spedizione.
☐ Allego assegno n° ________ di L. ________
(in questo caso la spedizione è gratuita)
☐ Abbonato ☐ Non Abbonato

N. ______ Transistor cross reference guide L. 8.500 (Abb. L. 7.200)

N. ______ Alla ricerca dei tesori L. 6.000 (Abb. L. 5.400)

N. ______ Le Radiocomunicazioni L. 7.500 (Abb. L. 6.750)

La pagina dei componenti

Pubblichiamo di seguito un elenco dei componenti, più difficilmente reperibili, utilizzati nei progetti di Elektor e venduti dalla GBC.

codice componente	codice GBC
INTEGRATI	
XR2206	YI/6870-00
L 130	YI/6165-50
LM 317K	YI/2992-50
4011	YI/0411-00
7413	YI/1193-00
TDA 2002	YI/6180-50
7490	YI/1270-00
3900=74195	YI/1405-00
CD 4013	YI/0413-00
CD 4017	YI/0417-00
CD 4040	YI/0440-00
UAA 180	YI/6819-00
4016	YI/0416-00
4066	YI/0466-00
78L05A	YI/2953-00
4027	YI/0427-00
CD 4023	YI/0423-00
CD 4020	YI/0420-00
TBA 625B	YI/5453-56
M 253AA	YI/3406-80
LF 357	YI/2895-00
TDA 1034D/NE5534	YI/6069-80
CA 3162E	YI/0330-55
CA 3161E	YI/0330-50
723 (DIL)	YI/3104-00
LM 324	YI/2997-00
7400	YI/1180-00
7442	YI/1222-00
74193	YI/1403-00
7473	YI/1253-00
74LS95	YI/1002-50
74LS08	YI/0959-00
74LS00	YI/0955-00
74LS155	YI/1032-50
LM 339	YI/3001-50
74LS139	YI/1024-50
74LS138	YI/1024-00
74LS251	YI/1080-50
74LS156	YI/1033-00
74LS258	YI/1084-00
CD 4099	YI/0499-00
CD 4053	YI/0453-00
74LS05	YI/0957-50
74LS04	YI/0957-00
74LS86	YI/0998-00
74LS113	YI/1011-50
74LS109	YI/1009-50
74LS136	YI/1023-00
74LS10	YI/0960-00
74154	YI/1364-00
4050	YI/0450-00
CA3086	YI/0287-50
2120-1	YI/7420-00
74LS174	YI/1042-00
4081	YI/0481-00
4024	YI/0424-00
74LS163	YI/1036-50
74LS125	YI/1017-50
74LS192	YI/1051-00
74141	YI/1351-00
7447	YI/1227-00
723 CH	YI/3103-76
723 CN	YI/3104-01
79G KC	YI/6595-00
79G U1C	YI/6595-05
CD 4000	YI/0400-00
CD 4029	YI/0429-00
CD 4046	YI/0446-00
CD 4049	YI/0449-00
74LS21	YI/0965-50
74LS240	YI/1075-00
74LS241	YI/1075-50
4518	YI/0518-00
4511	YI/0511-00
7805 KC	YI/3002-00
741 CN8	YI/3109-00
741 CN14	YI/3109-25
741 CH(3130)	YI/3108-75
709 CH	YI/3099-50
709 CN14	YI/3099-75
709 CN8	YI/3100-00
555 CN	YI/3060-76
555 CH	YI/3060-50
7812 UC	YI/3004-50
7812 KC	YI/3002-25
LF356H	YI/2894-00
LF356N	YI/2894-10
7805 UC	YI/3004-25
78L12	YI/2955-00
78L05	YI/2953-00
4001B	YI/0401-00
74LS83	YI/0996-50
74LS193	YI/1051-50
CD 4049	YI/0449-00
CD 4093	YI/0493-00
CD 4012	YI/0412-00
CD 4042	YI/0442-00
CD 4040	YI/0440-00
CD 4034	YI/0434-00
AY-5-2376	YI/0050-00
CA3130	YI/0330-00
74121	YI/1331-00
7437	YI/1217-00
4069	YI/0469-00
74123	YI/1333-00
7445	YI/1225-00
7493	YI/1273-00
7430	YI/1210-00
UAA 170	YI/6818-00
LM 311	YI/2991-00
4022	YI/0422-00
74151	YI/1361-00
LM 3911	YI/3248-25
XR 2207	YI/6870-01
SO41P	YI/4861-00
74132	YI/1342-00
7493	YI/1273-00
LM 301	YI/2988-20
SAD 1024	YI/3960-00
4015	YI/0415-00
2102-1 (2102A4)	YI/7420-00
TCA 965	YI/5916-15
40106	YI/0806-00
CA 3080	YI/0284-50
LM 747	YI/3111-00
LM 323	YI/2996-50
CD 4098 (4528)	YI/0498-00
TDA 1024	YI/6067-80
556	YI/3061-00
TAA 861A	YI/5213-25
4514	YI/0514-00
4520	YI/0520-00
3911	YI/3248-00
4528	YI/0528-00
4060	YI/0460-00
CA 3140	YI/0330-20
CA 3140T	YI/0330-25
4136	(a richiesta)
MC78L15CP (MC78L15ACP)	YI/2959-00
7406	YI/1186-00
7407	YI/1187-00
7432	YI/1212-00
7448	YI/1228-00
7474	YI/1254-00
7485	YI/1265-00
74157	YI/1367-00
74161	YI/1371-00
TCA 440	YI/5812-00
TDA 1190	YI/6101-00
556	YI/3063-75
TRANSISTORI	
BC 108	YT/0858-20
BC 109	YT/0860-00
BC 178	YT/0998-25
BC 140	YT/0922-13
BC 160	YT/0962-30
BD 242	YT/2524-00
BU 142	YT/5442-00
BC 557 B	YT/1754-00
BC 141	YT/0923-90
BC 547 B	YT/1734-10
BC 108 B	YT/0858-40
BC 107 B o BC 547 B	YT/0855-50
BC 179 C	YT/1000-25
BC 109 C	YT/0860-55
2N1613	YT/7859-27
BC 547	YT/1733-90
BC 557	YT/1753-90
BC 559C	YT/1758-30
BC 557B	YT/1754-00
BC 177B	YT/0996-50
BF 494	YT/3884-00
BD 137-BD 139	YT/2310-10
BD 139	YT/2314-10
BD 140	YT/2316-20
BC 546B	YT/1732-00
BC 556A=B	YT/1752-00
BD 135	YT/2306-10
BC 517	YT/1671-00
2N 3055	YT/8219-76
BF 254	YT/3644-10
BF 255	YT/3645-00
BFY 90	YT/4640-10
BF 451	YT/3841-00
2N 2219	YT/8010-79
BF 256A=B	YT/3646-20
BC 549 B	YT/1738-00
BC 109 B	YT/0860-50
BF 549 C	YT/1738-30
BC 328/25	YT/1296-10
BC 327/25	YT/1294-60
TIP 2955	YT/7505-00
BC 161-16	YT/0964-05
BF 244	YT/3634-00
BF 245 A=B	YT/3635-40
TUN-BC 107	YT/0855-10
TUP-BC 177	YT/0996-40
BU 208 A	YT/5508-00/05/10
BD 242 A	YT/2524-00
BD 131	YT/2294-00
OPTO	
TIL 209	YO/1800-10
TIL 111 (TIL 112)	YO/1124-00
DIODI	
1N 4001	YD/4350-20
1N 4002	YD/4350-40
BA 127	YD/0240-00
1N 914	YD/3732-90
B40 C5000	YD/0134-00
1N 4004	YD/4350-80
1N 4004	YD/4350-82
DUS-1N 4148	YD/4379-65
DUG-OA 95	YD/2335-10
TIC 106 D	YD/3002-00

SOCIETÀ PRODOTTI ELETTRONICI INDUSTRIALI

VIA WASHINGTON, 27 - **20146 MILANO** - TEL. 43.20.87 - 49.87.185

SPEI s.r.l.

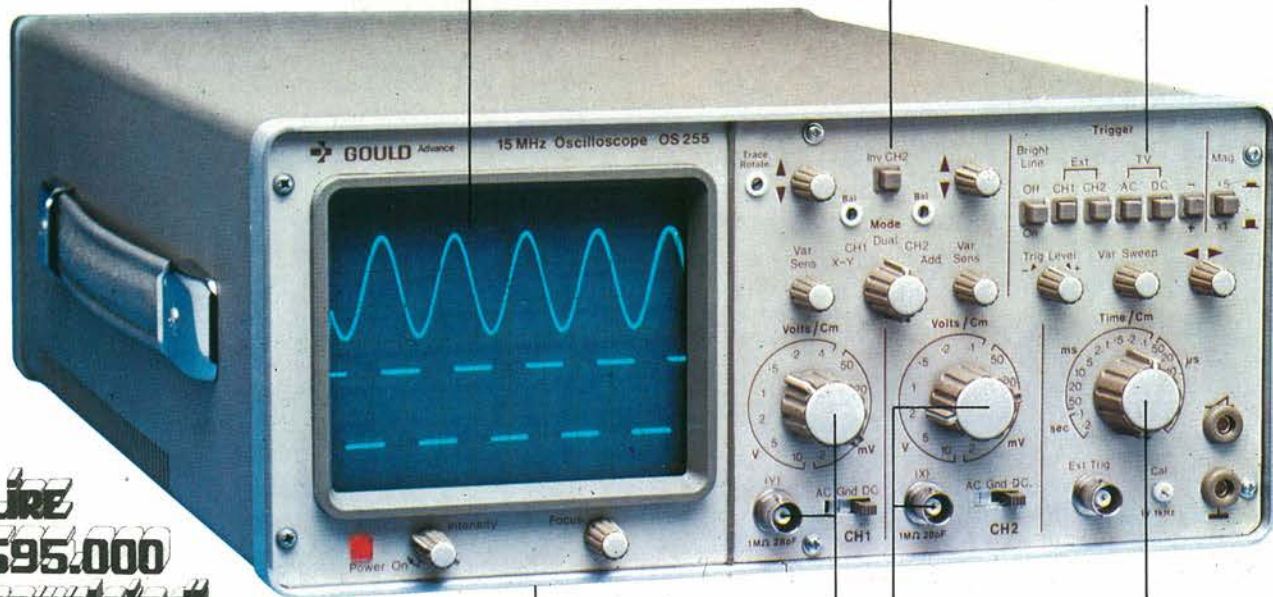
BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

MOD. OS255

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base

LIRE 695.000 completo di due sonde

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Negli oscilloscopi della GOULD, una delle più grandi società americane nel campo degli strumenti elettronici di misura, si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo.
Il modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, rappresenta ormai per migliaia di utilizzatori la soluzione ideale nelle più svariate applicazioni, grazie alla sua elevata sensibilità di 2 mV/cm, all'alta luminosità e alla portatilità.
A prova della tipica qualità ed affidabilità che li contraddistingue, tutti gli oscilloscopi GOULD godono di due anni di garanzia.

Modello	Caratteristiche
OS255	15 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - sinc. TV - X-Y
OS1200	25 MHz - 2 canali - 2 mV/cm linea di ritardo - X-Y
OS1100A	30 MHz - 2 canali - 1 mV/cm trigger delay - single sweep
OS3000A	40 MHz - 2 canali - 5 mV/cm 2 basi dei tempi - X-Y
OS3350	40 MHz - 2 canali TV Monitor 5 mV/cm - 16 KV EHT
OS3500	60 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS3600	100 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS4000	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - 1 µs - 100 µV/cm

Tutti i modelli hanno consegna pronta

*Maggio 80 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs = Lire 1900 ±2%

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via G. Segato, 31 - tel. (06) 51.39.455

elettronucleonica S.p.A. EK 7/80
Desidero
☐ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello ....
☐ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello ....
Nome e Cognome ....
Ditta o Ente ....
Indirizzo ....

è in edicola...

Questo libro vuole essere un contributo al passaggio dall'"era dei cervelli elettronici" a quella degli eleboratori elettronici.
Questo trattato sul microelaboratore infatti è il frutto del lavoro di un gruppo di esperti italiani nel campo della divulgazione tecnica e della progettazione con i dispositivi elettronici che saranno i protagonisti della nostra vita di domani:
I MICROPROCESSORI.
Con un taglio indirizzato specialmente a chi deve partire da zero si è voluto sfatare una volta per tutte il mito del "troppo difficile", del "queste sono cose per i soli addetti ai lavori" con una trattazione completa, giustamente approfondita, ma soprattutto facile da capire, divertente e, perchè no, entusiasmante anche perchè collegata alla costruzione di un vero e proprio microelaboratore elettronico sul quale verificare in pratica le nozioni apprese.

Il libro presenta anche molti programmi per giochi tra i quali: Il gioco dei riflessi - La tombola elettronica - Il master mind - La corsa dei cavalli - Il tiro al bersaglio - Calcolatrice elettronica - Operazioni aritmetico logiche - Traduzione da notazione binaria in esadecimale e viceversa - Asteroidi - 21 fiammiferi - Il gioco del 21 - Il labirinto - Duesette - Caccia al numero - Atterraggio lunare - Filetto - Battaglia navale - Slot machine.

Il libro può essere richiesto anche a:
J.C.E. Via dei Lavoratori N° 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)
utilizzando il tagliando d'ordine riportato in questa pagina.

TAGLIANDO D'ORDINE

☐ Inviatemi 1ª copia del libro "Microelaboratore elettronico"
☐ Allego assegno N°________ di £ 4000
☐ Allego fotocopia della ricevuta di versamento di £ 4000 effettuata sul c.c.p. N° 315275 intestato a J.C.E Milano.

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________ N ____

Città ____________________ Cap ____

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende) ____________________

Data ________ Firma ____________________

Ma tutto questo non toglie che anche l'esperto in elettronica non possa trovare in queste pagine la chiave per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene. E questa è una cosa positiva, più che positiva: troppo spesso si è accomunato il "tecnologicamente avanzato" con il "difficile", quasi che argomenti importanti come il microprocessore e la programmazione conservino il loro prestigio professionale solo se spiegati in maniera comprensibile a pochi.
La giusta prospettiva, il giusto punto di vista dal quale si è partiti è in sostanza la chiave della semplicità, vorremmo ribattere della naturalezza con la quale il lettore assimila passo dopo passo la filosofia del microelaboratore imparando a capirlo e a saperlo usare.
Solo un paragone. Vi è mai capitato di trovarvi ad osservare una immagine talmente da vicino che anche il particolare più definito non è altro che una macchia, un insieme di chiaroscuri senza significato. Certo che se in queste condizioni si vuole capire il significato di quella immagine, ciò che essa rappresenta, quello è senz'altro il punto di vista meno adatto.
Così per il microprocessore partire dal dettaglio infinitesimo, dal particolare squisitamente tecnico può essere un grosso errore tale da scoraggiare i più.
Ma se ci si allontana da quella immagine per vederla prima nel suo insieme, per capire la sua forma, la sua struttura globale, ecco che quelle macchie senza significato cominciano a prendere forma, ad assumere la loro posizione logica in un contesto che finirà per diventarci familiare. Vogliamo dire che il microelaboratore, il computer, se presentato da una giusta prospettiva non può essere non capito: siamo convinti che l'opera di un uomo non può non essere compresa da qualsiasi altro uomo, la chiave sta nel giusto meccanismo del trasferimento delle informazioni.

costruiamo un vero microelaboratore elettronico

e impariamo a programmare

I

SUPPLEMENTO AL N° 5 di Sperimentare
Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

Multimetri digitali Philips. Il meglio in prestazioni e prezzo.

Da una analisi comparativa del rapporto prestazioni/prezzo i Multimetri Digitali **PM 2517** risultano vincenti.

Pur fornendo superbe prestazioni da strumenti di laboratorio quali le quattro cifre piene e le gamme automatiche, vengono offerti ad un prezzo altamente competitivo.

Vi invitiamo a considerare le caratteristiche professionali sotto elencate, unitamente alla possibilità di scegliere tra il modello con display a cristalli liquidi e quello a LED, la realizzazione ergonomica, robusta e compatta e giudicare quindi la fondatezza della nostra asserzione.

Displays a 4 cifre piene: aumentata risoluzione rispetto ai $3^1/_2$ cifre. Inoltre indicatore dell'unità di misura.
Cambio gamma automatico: per praticità di misura. Naturalmente vi è anche quello manuale.
Vero valore efficace: il solo modo per misurare correttamente segnali in c.a., non perfettamente sinusoidali.
Correnti sino a 10 A: la tendenza di utilizzare tensioni sempre più basse richiede tassativamente di poter misurare sino a 10 A.
Protezione dai sovraccarichi: è impossibile danneggiarlo.
Misure di temperature: con sonda opzionale.
Congelamento della misura indicata: un grande vantaggio ottenibile con lo speciale puntale opzionale.

Philips S.p.A.
Divisione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 36.35.248-249

Filiali e Agenzie: BOLOGNA (051) 493046
CAGLIARI (070) 666740 - **PADOVA** (049) 657.700
ROMA (06) 382.041 - **TORINO** (011) 2164121

Test & Measuring Instruments

PHILIPS

Piccoli Annunci

Cercasi personal computer solo se vera occasione inviare offerte e programma basic per gestione condominiale. *Vincenzo Mammaria, Via Sarupolo 176 - 90143 Palermo - Tel: 091/269430.*

Cerco oscilloscopio usato anche non professionale. Per eventuali comunicazioni telefonare ore pasti e chiedere di Giorgio. *Giorgio Mazzoni, Via Filanda Vecchia 40 - 48018 Faenza - Tel: 0546/27276*

Cambio incisioni su nastro in bobina di dischi classica e lirica edizioni non economiche. Impianto Revox Phase Linear. *Scatà Salvatore, Via S. Freud 62 - 96100 Siracusa - Tel: 0931/56672*

Vendo compatto stereo Garrard a valvole £ 80.000 e 3 pedali per chitarra elettrica: 1 - Phaser maestro £ 80.000. 2 - Fuzztain (distorsore e compressore) £ 100.000. 3 - Flanger (effetto Jet) £ 80.000. Marca Electro Harmonix, solo zona Roma. *Remo Faraone, Via Caio Mario 8 - 00192 Roma - Tel: 06/3587372*

Vendo a metà prezzo "Manuale pratico del riparatore TV" "Audio & HI-FI" "Dizionario dei semiconduttori" a coloro che abitano in zona Montesacro. Telefonare ora pranzo. *Fabio Pagliari, Via M. Catinaccio 15 P.8 - 00139 Roma - Tel: 06/8175068*

Vendo Trasmettitore di marca, FM 30W, completo di scatola, ventola e generatore bitonale di canale occupato £ 200.000 - **Vendo** anche collineare 4 elementi 90B ROS 1:1,2 £ 60.000. *Maurizio Marcon, Via XI Febbraio 17 - 21049 Tradate - Tel: 0331/842453*

Cerco tweeter peerless DT 10 HFC e woofer Philips AD 12100/N8 in buone condizioni entrambi. *Giancarlo Campesan, Via Lamarmora 133 - 36100 Vicenza.*

Vendesi interprete Basic da 4 Kbyte per i NS 8060-SC/MP su 4 EPROM con relativo microprocessore, prezzo da concordare. *Bassi Alberto, Via Mario Bonavita 35 - 47100 Forlì - Tel: 0543/24345.*

Vendo stazione TXTR CB al miglior offerente Tokai 5024 23 CA. Preamplificatore d'antenna - Amplificatore 40W Amtron Antenna Rangibost e auto, il tutto funzionante - Prezzo minimo 150.000. *Massimo Brambilla, Via Negrinelli 6 - 20045 Besana Brianza - Tel. 0362/949366*

Vendo frequenzimetro digitale Marconi Instr. mod. TF 2432, 560 MHz. Nuovo mai usato, £ 450.000. Telefonare ore 20.00. *Fulzio Preziati, Via C. Battisti 124 - 20061 Carugate - Tel: 02/9033365*

Attenzione vendo mixer Amtron 6 canali stereo £ 125.000 e sintonizzatore Amtron £ 45.000. Microfono RCF £ 28.000. Orologi digitali £ 25.000. Sveglie digitali £ 290.000 ottime! Amplificatore 8W ad integrato £ 10.000 (da auto) Amplificatore 5W £ 8.000 TX FM 1W £ 60.000 - *Antonio Piron, Via Gioia 8 - 35100 Padova - Tel: 049/653062*

Acquisto scheda microcomputer, preferenza 8080-Z80. Inviare descrizione scheda base, espansioni e linguaggi disponibili con fotocopie schemi e prezzi. *Maurizio Lazzaretti, Via Furini 14 - 27058 Voghera - Tel: 0383/40519*

La Elettromusic & C. **comunica** di essere concessionaria della Eimar Telecomunicazioni Palermo, per la vendita di Finali FM larga banda 100W, 200W, 400W, 700W, 1200W, 1600W, 2000W, 5000W e 12.000W. Per i mesi di giugno e luglio si effettuano sconti speciali. Approfittatene. *Elettromusic & C., C.so Umberto 317 - 94013 Leonforte - Tel: 0935/61208*

Cerco tabella con dati e caratteristiche circuiti integrati d'uso comune (lineari CMOS - TTL - multifunzioni), per eventuali sostituzioni di componenti montaggi elettronici, accetto anche uniti in volume. *Antonio Devoto, Via Aurelia 25 - 16043 Chiavari.*

Cerco personal computer possibilmente Apple II, PET 2001 o TRS 80, bastanti 8K di memoria RAM. *Nicola Assini, Via Nazioni Unite 47 - 50126 Firenze - Tel: 055/687380.*

Le inserzioni dovranno esserci inviate utilizzando l'apposita cartolina inserita nella rivista.

KITS ELETTRONICI

MISCELATORE MICROFONICO UK 713

Mixer amplificato predisposto per servire cinque postazioni microfoniche, costituisce un indispensabile accessorio per la regia di conferenze stampa, tavole rotonde, dibattiti alla radiotelevisione, oppure in sale pubbliche o private.
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz. Impedenza d'ingresso: 10 kΩ
Sensibilità (0,7 Vu): > 0,5 mV. Impedenza d'uscita: 3000 Ω
UK 713 montato

MULTIMETRO DIGITALE UK 428

Completo ed efficiente strumento con precisione di 3 cifre e mezza. Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz. Funzioni: Vc.c., Vc.a., Ic.c., Ic.a., R. Portate in V: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 2 kV fondo scala. Portate in A: 200 μA - 2 mA - 20 mA - 200 mA - 2 A fondo scala. Portate in Ω: 20 MΩ - 2 MΩ - 200 kΩ - 20 kΩ - 2 kΩ.
Precisione: Vc.c.: scala a 200 mV ±0,2%, altre scale ±0,5%; Vc.a.: ±1%; Ic.c.: ±1%; Ic.a.: ±2%; Resistenze: ±1%

Prescaler 600 MHz UK 558

Utile per aumentare la sensibilità e la frequenza di utilizzo di frequenzimetri con scarse caratteristiche d'ingresso. Alimentazione: 5 Vc.c.
Assorbimento: 75 mA. Sensibilità a 100 MHz: 10 mV.
Sensibilità a 600 MHz: 50 mV. Frequenza massima assoluta: 600 MHz. Rapporto di divisione: 10
UK 558 W montato.

TIMER DIGITALE UK 772

Concepito principalmente per l'accensione e lo spegnimento programmato di impianti di diffusione sonora. Può tuttavia essere usato per moltissime altre applicazioni.
Alimentazione: 220 Vc.a. 50 Hz. Corrente assorbita: 350 mA c.a.
Massima corrente commutabile: 5 A - 220 V (carico resist.)
Display orologio: 24 ore. Regolazione indipendente delle ore e dei minuti. **UK 772 W montato**

MISCELATORE STEREO A 6 INGRESSI UK 718

Si tratta di un mixer con caratteristiche decisamente professionali, adatto sia al funzionamento in sede fissa, sia per lavori fuori studio.
Alimentazione:
115-220-250 Vc.a. 50/60 Hz
Ingressi: 4 stereo + mono
Impedenza ingresso:
phono 1-2; 47 kΩ
Tape-aux 470 kΩ; micro 120 kΩ
Impedenza d'uscita: 4,7 kΩ. Sensibilità: phono 1-2; 4 mV; Tape-aux 120 mV; micro, 1-3-5 mV. Distorsione: < 0,3%
Uscita cuffia (stereo): 8 Ω

INTERRUTTORE E VARIALUCE SENSITIVO UK 639

Attenuatore di luce TRIAC con originale sistema di pilotaggio che richiede il semplice tocco con un dito per eseguire sia le operazioni di regolazione che di accensione-spegnimento di una o più lampade.
Alimentazione: 220 Vc.a. 50 Hz

SIRENA ELETTRONICA UK 11 W montato

Circuito elettronico completamente transistorizzato con impiego di circuiti integrati.
Protezione contro l'inversione di polarità.
Alimentazione: 12 Vc.c.
Resa acustica: > 100 dB/m
Assorbimento medio: 500 mA

MODULATORE DI LUCE MICROFONICO UK 726

Questo kit consente la modulazione della luce a mezzo di un microfono. Non sono necessari collegamenti elettrici all'amplificatore.
Alimentazione: 220 Vc.a. 50 Hz
Potenza max delle lampade: 500 W

NEW

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA TS/5000-00

- **Favoloso per didattica**
- **Ultracompatto**
- **Tubo RC ad alta luminosità**
- **Ottima sensibilità**
- **Comandi frontali per un facile impiego**
- **Ingresso sincro esterno**
- **Regolazione assi a copertura continua**

Tubo RC 3" (60 x 50)
Divisione griglia 10 x 8
Fosforo - verde media resistenza

Asse verticale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 6 MHz
Commutatore: c.c. c.a.
Sensibilità: 10 mV - 10 V
Attenuatore: 1/1 1/10 1/100 e controllo variabile di guadagno 22 dB
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ 35 pF in parallelo
Tensione massima ingresso: 300 Vc.c. e 600 Vpp

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 250 kHz
Sensibilità: 0,3 V/Div
Impedenza d'ingresso: – 1 MΩ 30 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: – 100 Vpp

Base dei tempi

Frequenza di sweep: 10 - 100 Hz / 10 - 1000 Hz / 1-110 kHz con variazione continua
Sincronismo: interno - esterno
Sensibilità: sincro interno 1 Div / esterno 2 Vpp
Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz
Dimensioni: 270 x 145 x 190

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC